

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique

Université Abderrahmane Mira de Bejaia

Faculté de Technologie

Département de Génie électrique



Projet de Fin d'Etude

En vue de l'obtention du Diplôme de MASTER

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Télécommunication

Spécialité : Systèmes des Télécommunication

Thème :

**Conception et étude paramétrique d'une antenne
patch SIW à fentes dans la bande Ku**

Réalisé par :

Benabdelhak Meriem Chahinez

Devant le jury :

Mme. S.Bouncer : promoteur

Mme.D. Hamzaoui : examinateur

Mme.Y. Achour : président

Année universitaire : 2018/2019.

Remerciements

Après avoir rendu grâce à Dieu le tout puissant et le miséricordieux, je tiens à remercier vivement tous ceux qui, de près ou de loin ont participé à la réalisation de ce travail.

D'abord, Je tiens à exprimer toute ma gratitude à madame Bouncer, d'avoir accepté de me prendre en charge dans le cadre de ce travail et je tiens à lui exprimer mes plus vifs remerciements pour sa disponibilité.

Ensuite, j'adresse mes plus sincères remerciements aux membres du jury d'avoir accepté d'évaluer ce travail, en particulier à madame Hamzaoui pour tout le savoir qu'elle nous ait transmis tout au long de ces années universitaires.

Mes sincères remerciements à tous les enseignants que j'ai eus tout au long de ce parcours universitaire pour toutes les connaissances qu'ils nous ont fait partager et tous les conseils qu'ils nous ont prodigués.

Dédicaces

Je dédie ce travail à mes chères parents qui m'ont soutenu et encouragé durant ces années d'étude, respect, amour, reconnaissance, sont les moindres sentiments que je puisse leurs témoigner.

A mes chères sœurs,

« Amira Chahrazed »

« Fadila »

« Amina »

Une dédicace particulière et une pensée profonde à mon défunt oncle « Smail »

A toute ma famille

A ma meilleure amie « Hachemi Yasmine »

A mes chères copines « Tebbane Amanda, Hamdi dounia ».

A mon amie « Lekrim Sabrina ».

A l'une de mes plus belles rencontres en ce parcours « Amara Fazia ».

A mon amie « Bourai Tassadit ».

Une petite pensée à notre défunt camarade « Aimad Djerroud ».

A tous mes amis, à tous mes camarades et à toutes ces belles rencontres que j'ai faites durant ces années universitaires.

Table de matières

Remerciements	i
Dédicaces	ii
Liste des abréviations.....	vii
Liste des figures	viii
Liste des tableaux	x
Introduction Générale.....	2
Chapitre I : Généralités sur les antennes	
I.1 Introduction	6
I.2 Définition de l'antenne et son rôle	6
I.3 Paramètres caractéristiques d'une antenne	7
I.3.1 Caractéristiques physiques	8
I.3.2 Caractéristiques radioélectriques	8
I.3.2.1 Fonction caractéristique	8
I.3.2.2 Diagramme de rayonnement	9
I.3.2.3 Angle d'ouverture	10
I.3.2.4 Directivité et gain	10
I.3.2.5 Rendement	12
I.3.2.6 Polarisation	12
I.3.2.7 Impédance d'entrée	13
I.3.2.8 Coefficient de réflexion	14
I.3.2.9 Taux d'onde stationnaire VSWR	15
I.3.2.10 Fréquence de résonance et la bande passante	15
I.3.2.11 Adaptation	16
I.4 Les différents types d'antennes	16
I.4.1 Les antennes filaires	16
I.4.1.1 Antenne dipôle	17

I.4.1.2 Boucle magnétique	17
I.4.1.3 Antenne Yagi-Uda	18
I.4.2 Les antennes imprimées	18
I.4.2.1 Alimentation	19
I.4.2.2 Rayonnement de l'antenne patch	21
I.4.2.3 Avantages et inconvénients des antennes patch	22
I.4.3 Les antennes à ouverture	23
I.4.4 L'antenne à réflecteur (parabolique)	23
I.4.5 Les antennes à fentes	24
I.5 Application	25
I.6 Conclusion	25
Chapitre II : Notions de base sur les guides d'ondes	
II.1 Introduction	27
II.2 Définition du guide d'onde	27
II.3 Les modes de propagation guidée	28
II.4 Caractéristiques du guide d'onde	28
II.4.1 Fréquence de coupure	29
II.4.2 Mode fondamentale	29
II.4.3 Atténuation	29
II.4.4 Condition de propagation de l'onde	30
II.5 Les différents types de guide d'ondes	31
II.5.1 Les guides d'ondes métalliques	31
II.5.1.1 Le guide d'onde à section rectangulaire	31
II.5.1.2 Le guide d'onde à section circulaire	31
II.5.2 Les guides d'ondes diélectriques	33
II.5.3 Les guides d'ondes planaires	33
II.5.3.1 La ligne micro-ruban	34

II.5.3.3 La ligne tri-plaques	34
II.6 La théorie de propagation dans le guide d'onde rectangulaire	35
II.6.1 Propagation des modes $TE_{m,n}$ et $TM_{m,n}$	36
II.6.1.1 Les modes $TE_{m,n}$	36
II.6.1.2 Les modes $TM_{m,n}$	37
II.6.2 La fréquence de coupure	38
II.6.3 Le mode fondamentale	39
II.6.4 Les longueurs d'ondes du guide rectangulaire	40
II.6.5 Dimensionnement	40
II.7 Avantages et inconvénients du guide d'onde	42
II.7.1 Ses Avantages	42
II.7.2 Ses inconvénients	42
II.8 Conclusion	43
Chapitre III : La technologie SIW	
III.1 Introduction	45
III.2 Définition de la technologie SIW	45
III.3 Les modes de propagation dans un guide SIW	46
III.4 Les règles de conception d'une structure SIW	46
III.4.1 La géométrie d'une structure SIW	47
III.4.2 Dimensionnement d'une structure SIW	48
III.5 Différence entre un guide rectangulaire classique RWG et un guide SIW	50
III.6 La théorie de conception d'une antenne planaire SIW à fentes	51
III.6.1 L'alimentation	51
III.6.2 L'adaptation	51
III.6.2.1 L'adaptation du guide SIW à la ligne micro-ruban	52
III.6.2.2 Adaptation de l'antenne à la fréquence de résonance	53
III.7 Avantages de la technologie SIW	54

III.8 Conclusion	55
Chapitre IV : Résultats et interprétation.....	
IV.1 Introduction	57
IV.2 Conception de l'antenne SIW à deux fentes	57
IV.2.1 Dimensions de la structure SIW	58
IV.2.2 Dimensions de la ligne micro-ruban et de la transition micro-ruban	60
IV.2.3 Dimensions des fentes	61
IV.3 Simulation de l'antenne SIW à deux fentes sur HFSS et CST	62
IV.3.1 Résultats, interprétation et comparaison.....	63
IV.4 L'étude paramétrique de l'antenne SIW à deux fentes	66
IV.4.1 L'effet des paramètres des fentes sur le coefficient de réflexion	66
IV.4.1.1 L'effet de la longueur des fentes (b)	66
IV.4.1.2 L'effet de la largeur des fentes (c)	67
IV.4.2 L'effet des paramètres de la structure SIW	68
IV.4.2.1 L'effet du diamètre des vias (d)	69
IV.4.2.2 L'effet du pas entre les vias (p)	70
IV.6 Conclusion	71
Conclusion générale	73
Bibliographie.....	

Liste des abréviations

BP : *Bande passante.*

CST : *Computer Simulation Technology.*

dB : *décibel.*

EM : *Electromagnétique*

f_c : *Fréquence de coupure.*

GHz : *Géga-Hertz.*

GIS : *Guide d'onde Intégré au Substrat*

HFSS : *Frequency Structure Simulator.*

KHz : *Kilo-Hertz.*

Le champ E : *Le champ électrique.*

Le champ B : *Le champ magnétique.*

MHz : *Méga-Hertz.*

ROS : *Rapport d'Onde Stationnaire*

RWG : *Rectangular Wave-Guide.*

S_{11} : *Coefficient de réflexion.*

SIW : *Substrate Integrated Wave-guide.*

TE : *Transverse Electrique.*

TEM : *Transverse Electromagnétique*

TM : *Transverse Magnétique.*

TOS : *Taux d'Onde Stationnaire.*

UHF : *Ultra High Frequency.*

VSWR : *Voltage Standing Wave Ratio.*

3D : *Trois Dimensions.*

Liste des figures

<i>Figure I-1 : Un système de radio communication illustrant le rôle d'une antenne.....</i>	<i>7</i>
<i>Figure I-2 : Diagramme de rayonnement en valeurs logarithmiques (a), diagramme de rayonnement en 3D (b).</i>	<i>9</i>
<i>Figure I-3 : Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires.</i>	<i>10</i>
<i>Figure I-4 : L'angle d'ouverture $2\theta_3$ à partir du diagramme de rayonnement.....</i>	<i>10</i>
<i>Figure I-5 : Différentes formes de polarisation de l'onde électromagnétique.</i>	<i>13</i>
<i>Figure I-6 : La bande passante à partir du coefficient de réflexion.....</i>	<i>15</i>
<i>Figure I-7 : schéma représentant un dipôle.....</i>	<i>17</i>
<i>Figure I-8 : Boucle magnétique.....</i>	<i>17</i>
<i>Figure I-9 : Structure de l'antenne Yagi.....</i>	<i>18</i>
<i>Figure I-10 : Les différentes formes que peut prendre la gravure métallique (l'élément rayonnant). ..</i>	<i>19</i>
<i>Figure I-11 : La structure d'une antenne patch rectangulaire.</i>	<i>19</i>
<i>Figure I-12 : Alimentation par sonde coaxiale.</i>	<i>20</i>
<i>Figure I-13 : Alimentation par ligne micro-ruban.....</i>	<i>20</i>
<i>Figure I-14 : Alimentation couplée par fentes.</i>	<i>21</i>
<i>Figure I-15 : distribution des charges (a) et distribution des champs électriques (b).</i>	<i>22</i>
<i>Figure I-16 : antenne cornet pyramidale.....</i>	<i>23</i>
<i>Figure I-17 : Antenne à réflecteur parabolique.</i>	<i>24</i>
<i>Figure I-18 : Réseau de fentes.....</i>	<i>24</i>
<i>Figure II-1 : Guide d'onde de section rectangulaire.....</i>	<i>31</i>
<i>Figure II-2 : Guide d'onde à section circulaire.</i>	<i>32</i>
<i>Figure II-3 : présentation graphique d'une fibre optique.....</i>	<i>33</i>
<i>Figure II-4 : Présentation d'une ligne micro-ruban.....</i>	<i>34</i>
<i>Figure II-5 : Présentation d'une ligne coplanaire.....</i>	<i>34</i>
<i>Figure II-6 : Présentation d'une ligne tri-plaques.</i>	<i>35</i>
<i>Figure II-7 : Représentation générale des modes de propagation TE (a) et TM (b).</i>	<i>35</i>
<i>Figure II-8 : Propagation des modes $TE_{m,0}$ (a) $TE_{0,n}$ (b).</i>	<i>37</i>
<i>Figure II-9 : Propagation du mode fondamental TE_{10}.</i>	<i>39</i>
<i>Figure III-1 : Guide d'onde SIW.....</i>	<i>46</i>
<i>Figure III-2 : Géométrie d'une structure SIW.....</i>	<i>47</i>
<i>Figure III-3 : Guide d'onde rectangulaire rempli par un diélectrique.....</i>	<i>49</i>
<i>Figure III-4 : Paramètres géométrique de la ligne micro-ruban et de sa transition.</i>	<i>52</i>

Figure III-5 : Dimensions des fentes et des écarts entre les fentes.	54
Figure IV-1 : Présentation de la structure sur le substrat avec HFSS.	58
Figure IV-2 : Dimensions de la structure SIW.	60
Figure IV-3 : Dimensions de la ligne et la transition micro-ruban.	60
Figure IV-4 : Dimensions des fentes.	62
Figure IV-5 : Design de l'antenne SIW à deux fentes sur HFSS (a) et sur CST (b)	62
Figure IV-6 : Liste des paramètres sur HFSS (a) et sur CST (B).	63
Figure IV-7 : Résultats du coefficient de réflexion (HFSS/CST)	63
Figure IV-8 : Résultats du Realized Gain en 3D sur HFSS (a) et sur CST (b).	65
Figure IV-9 : L'effet des différentes valeurs de b sur le coefficient de réflexion avec HFSS.	67
Figure IV-10 : L'effet des différentes valeurs de c sur le coefficient de réflexion sur HFSS.	68
Figure IV-11 : L'effet des différentes valeurs de d sur le coefficient de réflexion sur HFSS.	69
Figure IV-12 : L'effet des différentes valeurs du p sur le coefficient de réflexion sur HFSS.	70

Liste des tableaux

<i>Tableau I-1 : Avantages et inconvénients des antennes patch</i>	<i>22</i>
<i>Tableau III-1: La différence entre un guide RWG et un guide SIW.</i>	<i>50</i>
<i>Tableau III-2 : Les principales caractéristiques des technologies planaire et volumique</i>	<i>54</i>
<i>Tableau IV-1 : Comparaison des résultats du S11 de l'antenne SIW à 2 fentes sur HFSS et CST.....</i>	<i>64</i>
<i>Tableau IV-2 : Comparaison de la valeur du Realized Gain trouvée sur HFSS et CST.</i>	<i>65</i>

Introduction

Générale

Introduction Générale

L'étude des outils et des techniques est constamment soumise à des innovations de telle sorte à simplifier la vie des consommateurs de technologie, ce pendant le domaine des télécommunications est l'un des secteurs les plus exposés aux développements, dont le but est de transmettre l'information le plus vite et le plus correctement possible, ce qui laisse libre cours à une concurrence très rude entre les entreprises de ce domaine.

L'évolution dans les systèmes de télécommunication peut se réaliser grâce à des améliorations effectuées sur les composants constituant ces systèmes, ou l'enjeu des ingénieurs sera de concilier entre qualité et prix, c'est-à-dire mettre en œuvre des composants performants tout en minimisant les coûts de fabrications, parmi les éléments fondamentaux d'un système de communication nous pouvons percevoir les supports de transmission tel que, les guides d'ondes, la fibre optique et les câbles coaxiaux, les dispositifs électronique passifs comme par exemple, les antennes, les filtres et les résistances et les composants actifs comme les transistors et les amplificateurs, en l'occurrence l'élément fondamental de notre étude est l'antenne.

L'antenne est un élément indispensable dans un système radioélectrique, c'est un transformateur d'énergie électrique en une énergie rayonnante, sa conception est un travail minutieux basée sur une théorie étudiée soigneusement de façon à réaliser une antenne performante qui réussira à transformer le maximum d'énergie dans la direction désirée, utilisée dans les réseaux mobile, les réseaux sans fil, la télévision terrestre et les systèmes satellitaires, les progrès apportés sur une antenne agissent prodigieusement sur la qualité de ces systèmes et se remarquent considérablement sur ses paramètres caractéristiques.

Le deuxième élément auquel nous nous intéresserons dans ce travail est le guide d'onde, ce support de transmission qui sert à canaliser le signal électromagnétique dans un volume de l'espace limité par son conducteur est privilégié par rapports aux autres lignes de transmission pour son avantage de faibles pertes et pour sa transmission des grandes puissances, ce pendant leur intégration aux autres composants devient très coûteuse et complexe, c'est pour cela qu'une nouvelle technologie de guide d'onde intégré au substrat (SIW) surgit pour remédier à ce problème majeur.

La technologie SIW (Substrate Integrated Wave-guide) est une technologie hybride combinant entre la technologie volumique du guide d'onde rectangulaire classique et la technologie planaire, qui consiste à métalliser un substrat diélectrique sur ses deux plans, supérieur et inférieur. Elle permet d'associer les avantages des deux technologies à savoir, les faibles pertes et le facteur de qualité élevé de la technologie volumique d'une part, et le faible coût et le faible poids de la technologie planaire d'une autre part. Cette nouvelle technique est mise en place en intégrant deux rangées de vias métalliques dans un substrat diélectrique fonctionnant comme deux murs métalliques pour remplacer les deux parois latérales de conducteurs dans le guide d'onde classique. En raison de sa facilité d'intégration, la technologie du guide d'onde intégré au substrat est appliquée sur différents circuits électroniques, dans le cas de ce travail, il a été choisi de l'appliquer sur une antenne planaire.

L'antenne planaire est une sélection très convenable, qui va nous faciliter la réalisation de la structure SIW, avec son substrat diélectrique et son plan de masse conducteur, le travail se résumera en quelque sorte à transformer le substrat de l'antenne planaire en guide d'onde, pour mettre en place la technologie en question.

L'objectif de ce travail est de concevoir une antenne SIW à deux fentes pour fonctionner dans la bande Ku à la fréquence de 16 GHz, sur deux logiciels de simulation (HFSS et CST) de telle sorte à pouvoir comparer leurs résultats. La conception en bande Ku est l'un des principaux domaines d'intérêt, elle constitue les systèmes mobiles et les systèmes radars qui nécessitent des antennes très directives avec un gain assez élevé. Une étude paramétrique est effectuée en premier lieu sur cette structure, selon les paramètres des fentes d'une part, et selon les paramètres de la technologie SIW d'une autre part.

Ce travail sera partagé en quatre parties, chaque partie constituera un chapitre dédié à chaque élément important de cette étude selon le plan suivant :

- Le premier chapitre intitulé, généralités sur les antennes, comportera des notions de base sur les antennes de manière générale avec un intérêt particulier apporté sur les antennes planaires.
- Le deuxième chapitre nommé notions de bases sur les guides d'ondes, va décrire le fonctionnement des guides d'ondes classiques avant de nous introduire dans les guides d'ondes GIS, avec une propension pour les guides d'ondes rectangulaires.

- Le troisième chapitre sera consacré à la technologie en question de cette étude, la technologie SIW, explicitant la théorie de conception d'une structure SIW de manière générale et de l'antenne patch SIW à fentes de manière particulière.
- Le quatrième chapitre sera dédié aux résultats et interprétations de la conception de l'antenne SIW à fentes obtenus grâce à deux logiciels de simulation (HFSS et CST), ce qui nous permettra de les comparer, afin de mettre en pratique tous ce qui est abordé dans la partie théorique du travail.

Chapitre I

Généralités sur

Les

Antennes

I.1 Introduction :

Avec le domaine des télécommunications qui ne cesse d'évoluer, les progrès fournis sur celui-ci peuvent être indiqués comme des améliorations apportés aux éléments fondamentaux d'un système de télécommunication, comme par exemple l'antenne présente dans tous les systèmes de communication sans fil, l'antenne est un élément indispensable dans un système radioélectrique dont le perfectionnement de ses caractéristiques (gain, directivité, diagramme de rayonnement...) agit directement sur les performances du système et ainsi la qualité et la portée de la communication.

Dans ce chapitre, intitulé généralités sur les antennes, nous allons d'abord définir qu'est-ce qu'une antenne, quel est son rôle, décrire ses principaux paramètres caractéristiques qui définissent la forme de l'onde EM se propageant dans l'espace libre, pour ensuite les classer selon leurs modèles de conception et leurs types d'utilisation dans les systèmes de télécommunication. Nous allons cependant, nous intéresser beaucoup plus à l'antenne planaire, où nous allons citer ses différentes façons d'alimentation et d'adaptation, indiquer ses avantages et ses inconvénients, pour terminer avec quelques applications des antennes.

I.2 Définition de l'antenne et son rôle :

L'antenne est un dispositif électronique utilisé dans les systèmes de télécommunication, elle permet de transformer un signal électrique (tension, courant) en un signal rayonnant (onde électromagnétique) pour assurer l'adaptation entre l'équipement électrique et le milieu de propagation en l'occurrence l'espace libre (atmosphère terrestre ou l'espace), ou inversement en réception.

On dit qu'une antenne est réciproque, c'est-à-dire qu'elle détient les mêmes propriétés rayonnantes quelle que soit sa position, en émission ou en réception.

Dans un système de communication radioélectrique, la transmission des informations se fait au moyen d'une onde électromagnétique grâce à l'antenne qui effectue justement la transition de l'information de l'équipement électrique vers le milieu de propagation et ainsi assurer l'adaptation entre ces deux milieux.

Si on considère un simple système de communication, composé d'un émetteur, récepteur et un canal de propagation comme le montre la figure ci-dessous :

L'antenne émettrice reçoit le signal électrique de l'émetteur et le transforme en une onde électromagnétique, cette dernière se propage dans le canal de propagation qui est un fuseau hertzien, pour que l'antenne en réception capte une bonne partie de la puissance et la transforme en un signal électrique qui sera appliqué à l'entrée du récepteur et qui nous permet d'extraire l'information. Le travail de l'antenne est donc d'assurer la transformation d'énergie dans les directions privilégiées. En résumé le rôle d'une antenne se réduit à transmettre l'information le plus correctement possible. [1,2,3]

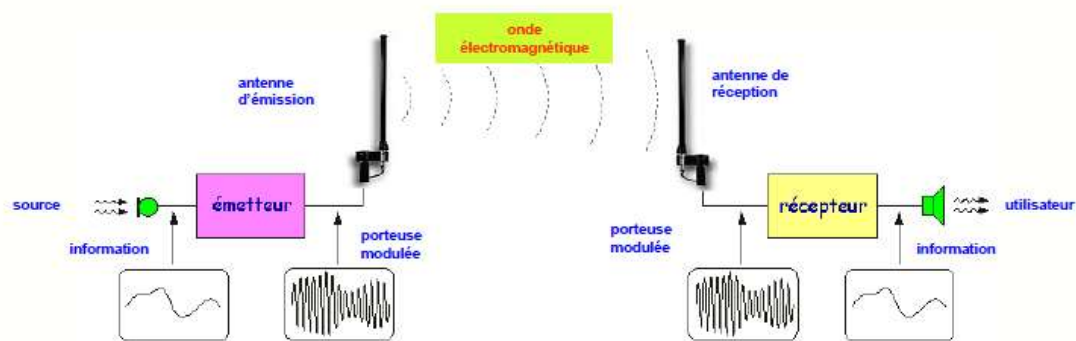


Figure I-1 : Un système de radio communication illustrant le rôle d'une antenne.

I.3 Paramètres caractéristiques d'une antenne [1,4]:

Les caractéristiques d'une antenne sont des paramètres qui détermineront son fonctionnement, et qui vont nous permettre de décrire ses performances. Celles-ci ont la possibilité d'agir directement sur la qualité de la transmission d'information, et ainsi influencer sur les performances du système en général. C'est pour cela que le travail d'ingénieur demeure dans l'optimisation de ces paramètres pour une qualité de transmission idéale

On peut donc classer les caractéristiques d'une antenne en deux grandes familles soit : caractéristiques physique et caractéristique radioélectriques

I.3.1 Caractéristiques physiques :

Le rayonnement d'une antenne dépend de ses caractéristiques physiques et géométriques comme par exemple :

- Les dimensions, la taille et la masse d'une antenne qui diffèrent selon le type d'antenne et le type d'application.
- Les propriétés mécaniques d'une antenne : étant donné que les antennes sont très sensible à leurs environnements, il est donc important de prendre en considération ces paramètres, tel que sa résistance au vent, à la chaleur...etc.
- Les propriétés thermiques : il est important de connaître l'influence des changements thermiques sur les matériaux utilisés dans la fabrication de ces antennes.

I.3.2 Caractéristiques radioélectriques :

Dans cette partie du travail nous allons citer les principales caractéristiques radioélectriques d'une antenne qui déterminent la forme du rayonnement dans l'espace.

I.3.2.1 Fonction caractéristique :

C'est une fonction qui décrit le rayonnement de l'antenne, elle peut être exprimée de façons linéaire ou sur une échelle algorithmique (dB).

La fonction caractéristique du rayonnement en champ est défini comme étant le rapport entre la grandeur $E(\theta, \varphi)$ et sa valeur maximale, son équation est donc exprimée comme suit :

$$F(\theta, \varphi) = \frac{E(\theta, \varphi)}{E_0(\theta, \varphi)} \quad (\text{I-1})$$

Elle peut également être exprimée en fonction de la densité de puissance :

$$k(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_0(\theta, \varphi)} \quad (\text{I-2})$$

Avec :

- $E_0(\theta, \varphi)$ et $P_0(\theta, \varphi)$: amplitude du champ électrique maximale et puissance rayonnée maximale respectivement.
- θ l'inclinaison verticale (0° à 180°) et φ l'inclinaison horizontale (0° à 360°).

I.3.2.2 Diagramme de rayonnement :

Le diagramme de rayonnement n'est autre que la représentation graphique de la fonction caractéristique de l'antenne. Il correspond à l'intensité du rayonnement en fonction des angles de déviation (θ inclinaison verticale, φ inclinaison horizontale). Il nous permet de percevoir les directions les plus privilégiées du rayonnement.

Sur le graphe représentant le diagramme de rayonnement, on distingue deux types de lobes, d'une part un lobe principal contenant un maximum d'énergie rayonnante c'est donc la direction favorable de l'antenne et un lobe secondaire arrière dans la direction opposée, d'autre part des lobes secondaires contenant les rayonnements dans les directions indésirables. Une conception d'antenne optimum correspond donc à minimiser ces lobes secondaires indésirables.

Les figures ci-dessous nous montrent des exemples de l'allure du diagramme de rayonnement sous différentes formes :

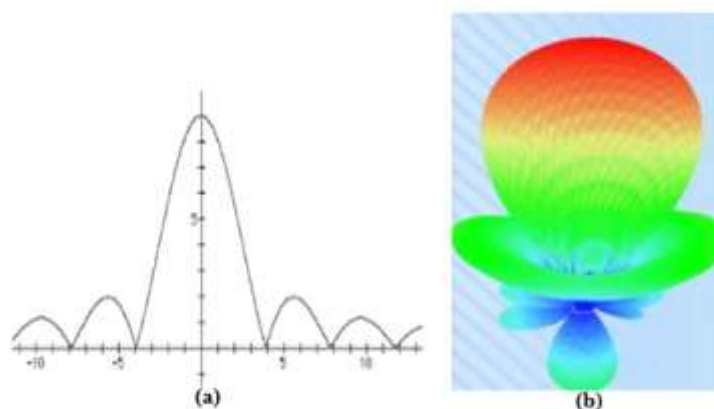


Figure I-2 : Diagramme de rayonnement en valeurs logarithmiques (a), diagramme de rayonnement en 3D (b).

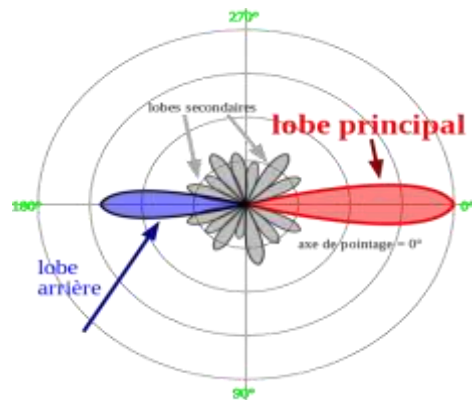


Figure I-3 : Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires.

I.3.2.3 Angle d'ouverture :

L'angle d'ouverture dépend de la largeur du lobe principal, il correspond à la portion de l'espace dans lequel la puissance rayonnée est à moitié soit une valeur de -3dB sur l'échelle logarithmique.

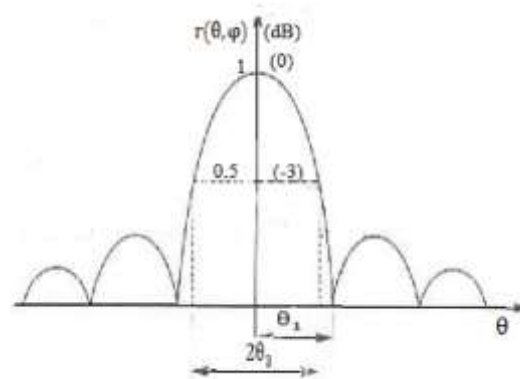


Figure I-4 : L'angle d'ouverture $2\theta_3$ à partir du diagramme de rayonnement.

I.3.2.4 Directivité et gain :

L'antenne isotrope (antenne fictive) est une antenne idéale qui rayonne de façon uniforme dans toutes les directions de l'espace, cette dernière est donc prise comme référence pour déterminer la directivité et le gain d'une antenne.

- La directivité d'une antenne est le rapport entre la puissance rayonnée par unité d'angle solide de cette antenne, et la puissance rayonnée par unité d'angle solide de l'antenne isotrope pour une même puissance totale, elle est donné par :

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_R} \quad (\text{I-3})$$

Tel que : P_R est la puissance rayonnée totale.

- La puissance rayonnée par unité d'angle solide d'une antenne est donnée par :

$$P(\theta, \varphi) = \frac{P_a}{4\pi} \quad (\text{I-4})$$

Tel que : P_a est la puissance d'alimentation de l'antenne, son unité est le

Le watt/stéradian.

- Le gain d'une antenne dans une direction est le rapport entre la puissance rayonnée par l'antenne dans cette direction et la puissance que rayonnerait l'antenne isotrope par unité d'angle solide avec la même puissance d'alimentation, son expression est donnée par :

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_a} \quad (\text{I-5})$$

- La relation entre le gain et la directivité est donnée par l'expression suivante :

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi) \quad (\text{I-6})$$

Tel que η est le rendement.

I.3.2.5 Rendement :

Le rendement est un taux qui mesure l'efficacité de l'antenne, comme P_a est la puissance d'alimentation de l'antenne et P_R la puissance rayonnée et comme l'antenne est un transformateur imparfait, on aura donc à faire à des pertes d'énergie lors de la transformation, c'est pour cela que le rapport entre ces deux puissances est calculé pour mesurer le taux de la transformation de l'antenne, on aura donc :

$$\eta = \frac{P_R}{P_a} \quad (\text{I-7})$$

- C'est la puissance d'alimentation qui est transformée en puissance rayonné et avec la présence des pertes nous aurons donc :

$$P_R < P_a \quad (\text{I-8})$$

Ce qui implique que :

$$\eta < 1 \quad (\text{I-9})$$

I.3.2.6 Polarisation :

Il est important d'étudier la polarisation d'une antenne afin de connaître l'orientation de l'onde électromagnétique émise par cette antenne, elle est déterminée par le plan sur lequel varie le champ électrique E qui compose l'onde EM, car la direction de celui-ci est identique à celle de l'onde émise par l'antenne.

De ce fait, nous pouvons distinguer plusieurs formes de polarisation comme le montre la figure ci-dessous :

- Polarisation linéaire ou rectiligne, c'est quand le champ E forme un segment sur le plan d'onde, elle peut donc être verticale ou horizontale.
- Polarisation elliptique, elle est obtenue quand le champ E forme une ellipse sur le plan d'onde, on observera également deux sens de polarisation, si le champ E tourne au même sens des aiguilles d'une montre ; la polarisation est dite elliptique gauche dans le cas contraire elle est elliptique droite.

- Polarisation circulaire, c'est un cas particulier de la polarisation elliptique obtenue quand le champ E forme un cercle sur le plan d'onde. Elle peut également avoir deux sens soit : polarisée à droite ou à gauche.

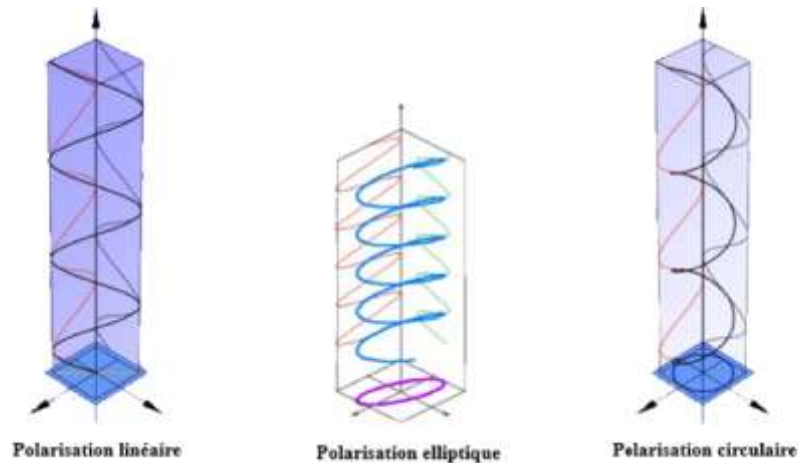


Figure I-5 : Différentes formes de polarisation de l'onde électromagnétique.

I.3.2.7 Impédance d'entrée :

C'est l'impédance vue à l'entrée d'une antenne, elle est définie par le rapport entre la tension incidente V_i et le courant incident I_i :

$$Z_e = \frac{V_i}{I_i} \quad (\text{I-10})$$

$$Z_e = R_e + jX_e \quad (\text{I-11})$$

Tel que :

- R_e est la partie réelle de l'impédance de l'antenne constituée de deux termes correspondant à la résistance responsable du rayonnement R_r et la résistance responsable des pertes à effet de joule :

$$R_e = R_r + R_{pertes} \quad (\text{I-12})$$

- Nous pouvons avoir plusieurs types de pertes :
 - ❖ Pertes ohmiques ou thermiques R_{ohm} .
 - ❖ Les pertes dans le diélectrique R_d .
 - ❖ Les pertes dues à la conductivité du sol pour les monopoles R_{sol} .
- X_e est la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne, elle peut être inductive ou capacitive, elle a un rapport avec la puissance réactive se trouvant au voisinage de l'antenne.

I.3.2.8 Coefficient de réflexion :

C'est le rapport entre les amplitudes des ondes réfléchies et les amplitudes des ondes incidentes, il est très important de le prendre en considération dans la conception d'antenne car il nous aide à adapter notre antenne à une certaine fréquence appelée fréquence de résonance ou la valeur la plus petite de son module correspond justement à cette fréquence, et plus sa valeur est minime plus l'antenne est adaptée. Il est noté S_{11} et souvent exprimé en dB.

$$S_{11} = \Gamma = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \quad (\text{I-13})$$

Tel que Z_c : est l'impédance caractéristique de la ligne reliant l'antenne à la source, généralement égale à 50 Ohm.

$$|S_{11}|_{dB} = 20\log(S_{11}) \quad (\text{I-14})$$

I.3.2.9 Taux d'onde stationnaire VSWR :

VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) est le taux d'onde stationnaire noté TOS ou ROS, il correspond au rapport entre la tension maximale et la tension minimale, c'est une mesure de plus, qui nous en dit davantage sur la qualité d'adaptation de l'antenne, il est défini par :

$$\text{ROS} = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (\text{I-15})$$

I.3.2.10 Fréquence de résonance et la bande passante :

La fréquence de résonance est la fréquence pour laquelle l'antenne est adaptée c'est à dire la fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion est le plus faible. et à partir de cette dernière nous pouvons déduire la plage de fréquence autour d'elle appelée bande passante définie par :

$$\text{BP} = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_c} \quad (\text{I-16})$$

Tel que :

- f_{\max} est la fréquence maximale.
- f_{\min} est la fréquence minimale.
- f_c est la fréquence de coupure ou la fréquence centrale.

La figure ci-dessous nous montre comment extraire la bande passante à partir du coefficient de réflexion S_{11} :

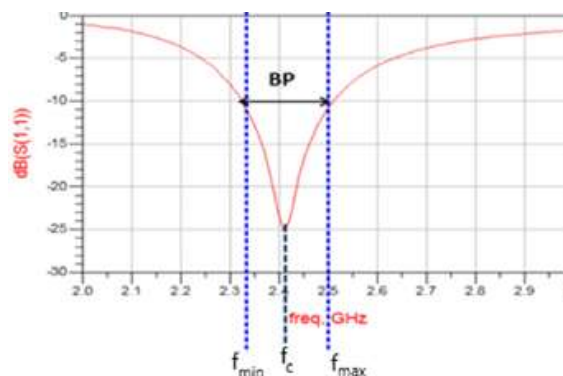


Figure I-6 : La bande passante à partir du coefficient de réflexion.

I.3.2.11 Adaptation :

Le rôle d'une antenne comme on a pu le voir auparavant se résume à transformer l'énergie électrique de l'émetteur en énergie électromagnétique, pour un bon fonctionnement de l'antenne ce transfert de puissance doit être maximal, et pour cela il doit y'avoir une adaptation entre l'impédance d'entrée de l'antenne Z_e et celle du générateur Z_g . Pour établir cette adaptation, on se doit de respecter une condition qui dit que l'impédance de l'antenne doit être le conjugué complexe de l'impédance de l'émetteur (générateur) :

$$Z_e = Z_g^* \quad (\text{I-17})$$

Sinon, pour adapter ces impédances on intégrera soit une ligne quart d'onde soit un stub, et dans certains cas comme pour l'antenne patch, on peut réaliser son adaptation en introduisant des encoches avec des dimensions bien précises.

Concernant l'adaptation côté charge, la condition dit que l'impédance d'entrée de l'antenne doit être égale à l'impédance caractéristique de la ligne Z_c :

$$Z_e = Z_c \quad (\text{I-18})$$

I.4 Les différents types d'antennes [1,5] :

Pour bien choisir l'antenne adéquate à l'application que nous désirions avoir, il est important de connaître les différents types d'antennes et leurs modes de fonctionnement.

Il existe de nombreux types d'antennes, classés selon leurs technologies de fabrication et leurs modèles de conception et ainsi, chaque type d'antenne peut correspondre à un type d'utilisation bien précis. Bien qu'il soit impossible pour nous de citer tous les types d'antenne existants, nous allons dans ce qui suit présenter les types d'antennes les plus utilisés :

I.4.1 Les antennes filaires :

Comme leur nom l'indique, elles sont constituées d'un fil conducteur qui peut prendre plusieurs allures : un seul brin métallique pour le monopole, bifilaire pour l'antenne dipôle, en anneau pour la l'antenne boucle magnétique, et l'antenne Yagi pour une structure plus évoluée.

I.4.1.1 Antenne dipôle :

Elle est constituée de deux brins métalliques symétriques de longueur $\lambda/2$ pour le dipôle demi-onde, qui sont alimentés au milieu par des courants électriques de sens inverse dans la ligne bifilaire, et de même sens dans le dipôle. Très utilisé car il est facile à étudier et à concevoir avec son impédance de 73Ω , nous pouvons l'alimenter avec un câble coaxiale d'impédance 75Ω sans aucun problème.

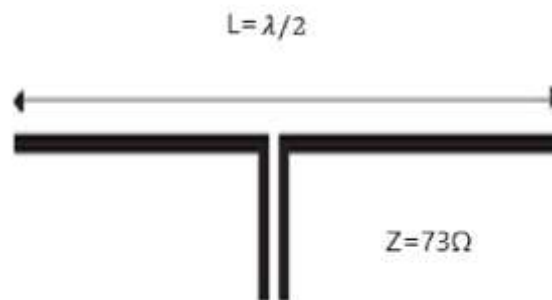


Figure I-7 : schéma représentant un dipôle.

I.4.1.2 Boucle magnétique :

L'antenne boucle à une forme anneau qui permet le retour du fil sur lui-même ,branchée sur une ligne bifilaire dont les courant sont de sens inverse pour ensuite circuler sur la boucle créant un champ magnétique variant qui engendre un champ électrique d'où le rayonnement électromagnétique.

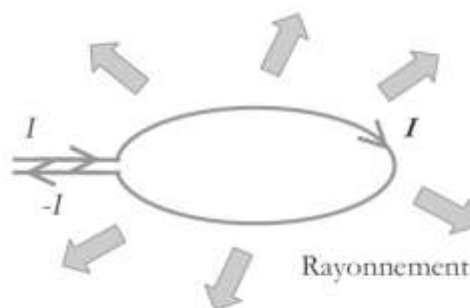


Figure I-8 : Boucle magnétique.

I.4.1.3 Antenne Yagi-Uda :

Elle est constituée d'un dipôle demi-onde replié parfois appelé radiateur, un réflecteur placé juste avant à une distance de $\lambda/4$, et d'un ou plusieurs brins métalliques qu'on appellera directeurs, comme le montre la figure suivante, elle est très utilisée en télévision terrestre :

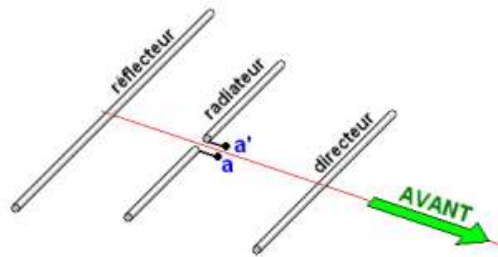


Figure I-9 : Structure de l'antenne Yagi.

I.4.2 Les antennes imprimées :

Ce sont les antennes qui nous intéresseront davantage dans ce travail, la raison pour laquelle nous les verrons de manière un peu plus détaillée que les autres (alimentation, rayonnement avantages et inconvénients). Elles sont également appelées antenne planaires ou plaquées, leur technologie de fabrication se repose sur la technique des circuits imprimés d'où leur nom. Facile à mettre en œuvre, leur utilisation devient de plus en plus fréquente grâce à l'avantage d'être peu encombrante en raison de leur faible poids mais également, parce qu'elles bénéficient du privilège qualité prix avec leur faible coût. Communément appelées antenne patch, elles sont constituées d'un substrat diélectrique sur lequel est imprimé une gravure métallique qui présente l'élément rayonnant sur une face, et possédant un plan de masse sur l'autre face.

L'élément rayonnant de ce dispositif est un conducteur, souvent fabriqué en cuivre, ce dernier peut prendre plusieurs formes variées selon le type de rayonnement que nous désirions avoir mais il est incontestable que l'antenne patch rectangulaire est la plus facile à mettre en œuvre et du coup la plus utilisée.

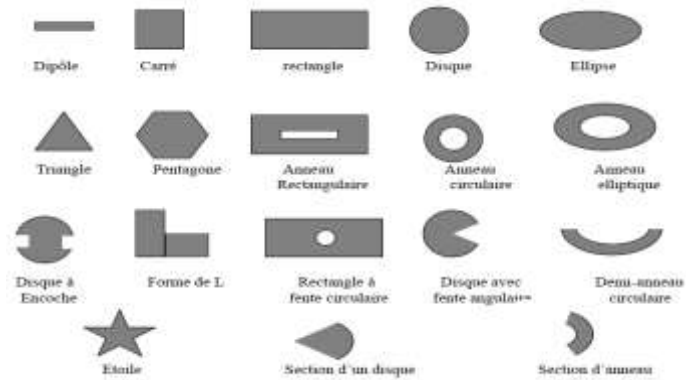


Figure I-10 : Les différentes formes que peut prendre la gravure métallique (l'élément rayonnant).

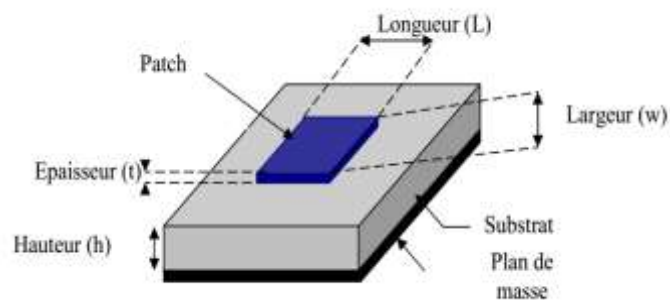


Figure I-11 : La structure d'une antenne patch rectangulaire.

I.4.2.1 Alimentation :

Les techniques d'alimentation sont aussi un point fondamental dans la conception des antennes, pour les antennes imprimées, nous allons en citer quelques-unes :

- **Alimentation par câble coaxial :**

Cette technique est facile à mettre en œuvre, elle consiste à percer l'antenne pour y mettre le câble coaxiale qui va traverser le substrat par deux point d'attachement, sur l'élément rayonnant de l'intérieure et sur le plan de masse vers l'extérieure.

Cette technique est caractérisée par le fait d'avoir de faibles pertes de rayonnement en raison du câble coaxial non rayonnant, qui permettra de diminuer les rayonnements parasites, par contre elle offre une bande plutôt étroite. On pourra optimiser cette antenne alimentée de cette manière et obtenir l'impédance d'entrée en trouvant le positionnement idéal de la sonde.

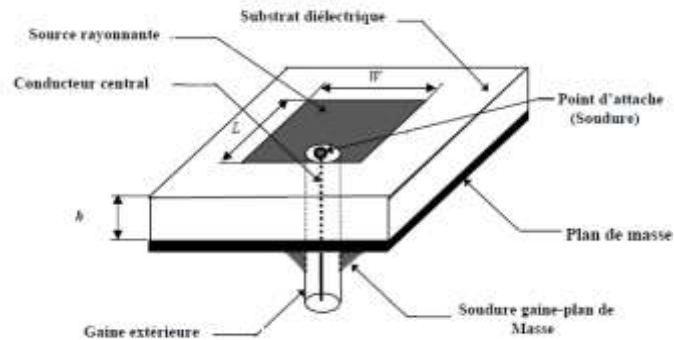


Figure I-12 : Alimentation par sonde coaxiale.

- **Alimentation par ligne micro-ruban :**

Ce type d'alimentation se fait en reliant une ligne micro-ruban à l'élément rayonnant de manière directe ou décalée, tout dépend des performances avec lesquelles l'antenne opère, ce qui nous permet d'utiliser la distance entre la ligne micro-ruban et l'élément rayonnant pour adapter l'antenne, cette alimentation présente une bande passante meilleure et un faible rayonnement parasite.

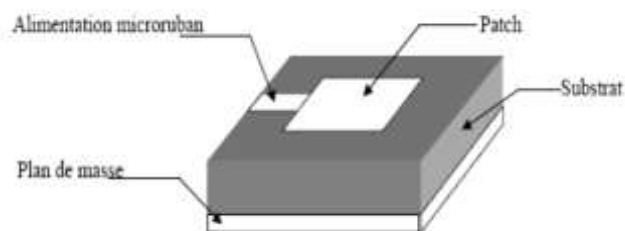


Figure I-13 : Alimentation par ligne micro-ruban.

- **Alimentation couplée par fentes :**

Quand l'antenne est alimentée par une ligne micro-ruban, cette dernière est généralement placée au même plan que l'élément rayonnant ce qui pose parfois problème, pour y remédier, on la place sur un Plan inférieur, ce qui nous oblige à intégrer une fente (une ouverture) pour qu'elle puisse rayonner vers le patch, et à ajouter une autre couche de diélectrique, ce qui rend la technique complexe, un peu difficile à mettre en œuvre mais qui ne l'empêche pas d'être utilisée car elle améliore la bande passante.

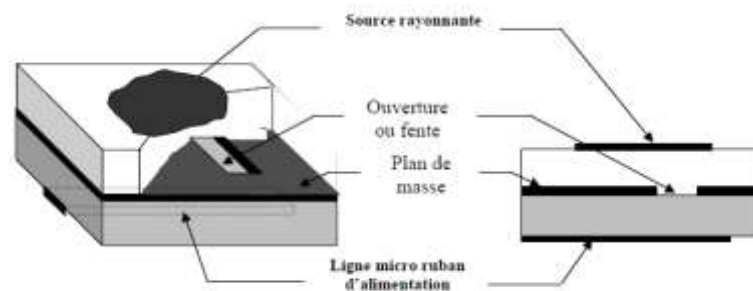


Figure I-14 : Alimentation couplée par fentes.

I.4.2.2 Rayonnement de l'antenne patch [6,7] :

On peut résumer le mécanisme de rayonnement d'une antenne patch, par une onde électromagnétique se propageant sur la ligne d'alimentation après son excitation, pour arriver au patch rayonnant qui est généralement plus large que cette ligne, pour générer une distribution des charges qui s'effectue au-dessus et au-dessous de l'élément rayonnant et sur l'interface substrat/plan de masse, en association avec les densités de courants, ces charges vont engendrer des champs électriques qui s'étendent autour et à l'intérieur de la structure.

La répartition de ces champs dépend généralement de la largeur de l'élément rayonnant, et des caractéristiques du substrat à savoir son épaisseur et sa constante diélectrique.

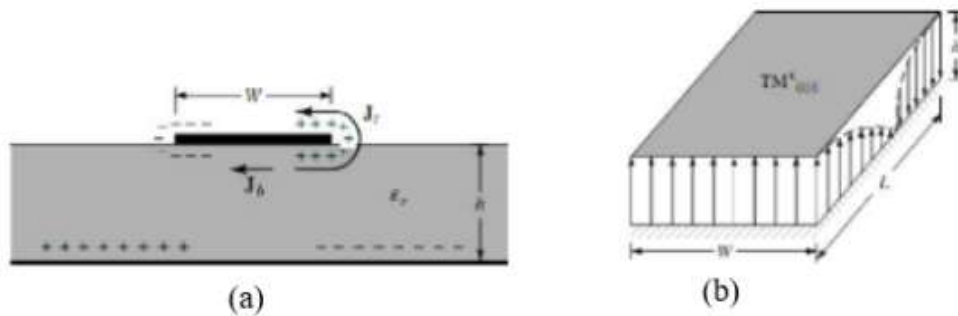


Figure I-15 : distribution des charges (a) et distribution des champs électriques (b).

I.4.2.3 Avantages et inconvénients des antennes patch :

L'antenne patch est très utilisée dans de différentes applications telle que les réseaux sans fil, les réseaux mobiles et les communications spatiales, et ce pour ses nombreux avantages, pourtant la présence des inconvénients n'est pas totalement écartée. Le tableau suivant résumera quelques avantages et inconvénients de ces antennes planaires :

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Faible coût et faible poids. • Peu encombrante. • Multi-bandes, multi-polarisations possible. • Simple à mettre en œuvre. • Limitation du risque de panne. 	<ul style="list-style-type: none"> • Bande passante étroite. • Rayonnement dans le demi-plan. • Supporte uniquement de faibles puissances. • Pertes de radiations dues aux ondes de surfaces.

Tableau I-1 : Avantages et inconvénients des antennes patch.

I.4.3 Les antennes à ouverture :

Connues pour leur transmission de qualité, elles sont constituées via le principe des guides d'ondes avec des ouvertures rayonnantes, elles combinent entre le guidage d'onde dans le dispositif à très faible pertes (guide d'onde) et la propagation dans l'espace libre du fait de son ouverture rayonnante. Communément appelée antenne cornet et Souvent utilisée en hyperfréquence, la forme de ce transformateur d'onde guidée en puissance rayonnée la plus répandue est la forme pyramidale.

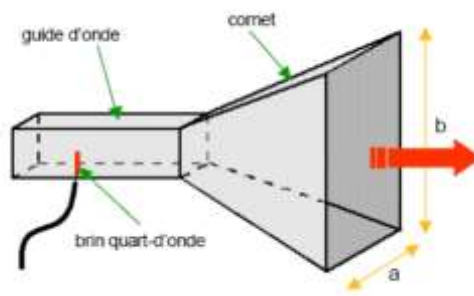


Figure I-16 : antenne cornet pyramidale.

I.4.4 L'antenne à réflecteur (parabolique) :

Elle contient un réflecteur de forme parabolique qui réfléchit les rayonnements issus de la source se trouvant au foyer. Connue sous le nom parabole par le grand public, elle est utilisée pour la réception des signaux d'un satellite à une très grande distance. La direction de son orientation désigne un satellite bien précis. Comme l'antenne est très sensible à l'environnement où elle se trouve, particulièrement celle-ci, qui est extrêmement exposée aux conditions climatiques (vent, pluie, neige...), elle est souvent recouverte par un radôme, qui a pour rôle de la protéger, pour un bon fonctionnement quelles que soient les conditions de son environnement.

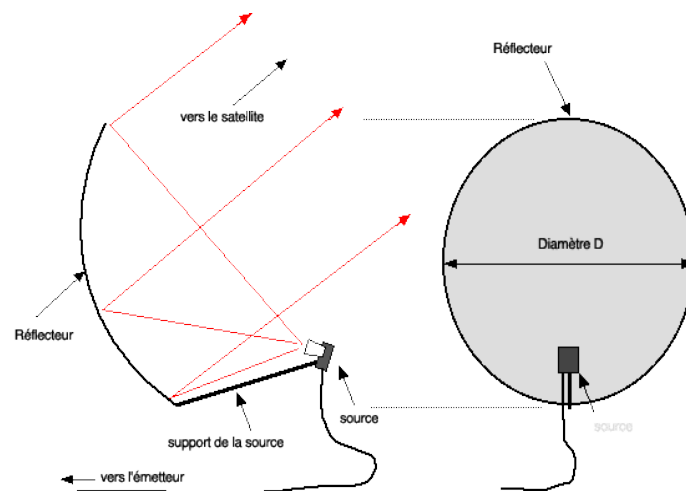


Figure I-17 : Antenne à réflecteur parabolique.

I.4.5 Les antennes à fentes :

Les antennes à réseau de fentes sont des guides d'ondes sur lesquels on intègre des fentes (des ouvertures avec des dimensions bien précises) pour changer la direction du rayonnement électromagnétique et le détourner de la direction du rayonnement d'un guide d'onde classique. L'orientation de ce rayonnement sera donc perpendiculaire au guide troué.

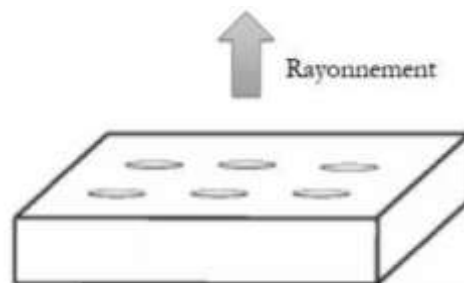


Figure I-18 : Réseau de fentes.

I.5 Application :

Les antennes sont utilisées dans des gammes de longueur d'onde très différentes, pour un très grand nombre d'applications dont nous citons quelques exemples:

- Ondes kilométriques (30 à 300 kHz) et hectométriques (300 à 30000 kHz) pour la radiodiffusion à modulation d'amplitude, les signaux horaires et les liaisons avec les sous-marins.
- Ondes décamétriques (3 à 30MHz) pour les liaisons intercontinentales ou maritimes.
- Ondes métriques (30 à 300MHz) pour la radiodiffusion à modulation de fréquence, la télévision et les communications et radionavigations aéronautiques.
- Ondes décimétriques (300 à 3000MHz) pour la télévision, le radar et les liaisons avec les mobiles.
- Ondes centimétriques (3 à 30GHz) pour les liaisons terrestres par faisceaux hertziens et les liaisons spatiales [8].

I.6 Conclusion :

L'antenne est un dispositif fondamental dans les systèmes radioélectriques, un transformateur d'énergie qui ne cesse de croître en son domaine. Pour un bon fonctionnement du système, il est important de bien la concevoir et de la choisir adéquate à l'application désirée et pour cela, nous devons connaître ses caractéristiques et les notions fondamentales à sa conception, et c'est bel et bien ce que ce chapitre nous a permis d'apprendre. Elle peut être utilisée seule ou dans un réseau d'antennes. Pour former ce dernier, il faut que la distance minimale entre chaque deux antennes soit de $\lambda/2$.

Chapitre II

Notions de base

Sur

Les guides d'ondes

II.1 Introduction :

Le guide d'onde est le deuxième élément fondamental de notre étude, ce deuxième chapitre lui est donc dédié.

C'est un support de transmission qui sert à guider l'onde électromagnétique de manière confinée ce qui lui permet d'avoir le privilège de minimiser les pertes lors de la transmission. Il est utilisé pour les applications micro-ondes (de 1 à 100 GHz) et il présente de nombreux avantages par rapport aux autres supports de transmission qu'on citera de manière exhaustive dans la suite du travail.

Dans ce chapitre, intitulé notions de base sur les guides d'ondes, nous allons d'abord définir le guide d'onde et les différents modes de propagation existants dans ce dernier. Nous allons citer les paramètres les plus importants pour concevoir un guide d'onde performant, ainsi que les différents types de guide d'ondes classés selon leurs technologies de conception (volumique, planaire), où nous nous intéresserons principalement à la théorie de conception d'un guide d'onde à section rectangulaire, pour finir avec ses avantages et ses inconvénients.

II.2 Définition du guide d'onde :

Le guide d'onde est une ligne de transmission de forme particulière, il s'agit d'un tube métallique fabriqué à partir d'un conducteur supposé parfait (cuivre, laiton...), vide ou rempli d'un diélectrique, il sert à guider l'onde électromagnétique de manière confinée dans le milieu diélectrique du tube par réflexion sur ses parois internes. Il peut être complètement diélectrique (verre, plastique..) pour les deux milieux, il sera alors réservé pour les fréquences optiques pour les transmissions à très grandes distances, on l'appellera dans ce cas, fibre optique.

Il existe de nombreuses formes de guide d'onde : rectangulaire, circulaire et elliptique, cependant le guide d'onde rectangulaire est le premier à avoir été utilisé pour les transmissions hyperfréquences, et le plus couramment utilisé et c'est celui qui nous intéresse davantage dans ce travail. [9]

II.3 Les modes de propagation guidée :

Dans un guide d'onde, il existe plusieurs modes de propagation de l'onde électromagnétique, mathématiquement parlant, plusieurs solutions aux équations de Maxwell, ou chaque solution représente un mode de propagation bien défini, c'est pour cela qu'il est important pour nous de connaître ces différents modes.

Il existe quatre modes de propagation :

- **Mode TE (Transverse Electrique) :** dans ce mode c'est le champ électrique E qui est une composante transverse, il est donc perpendiculaire à l'axe de propagation. Si on considère \vec{Z} le vecteur unitaire de l'axe de propagation, on aura :

$$\vec{E} \perp \vec{Z} \quad \text{Et} \quad E_z = 0.$$

- **Mode TM (Transverse Magnétique) :** dans ce mode c'est le champ magnétique H qui est une composante transverse, il est donc perpendiculaire à l'axe de propagation et on aura :

$$\vec{H} \perp \vec{Z} \quad \text{Et} \quad H_z = 0.$$

- **Mode TEM (Transverse Electromagnétique) :** dans ce mode les deux champs (électrique et magnétique) sont perpendiculaires à l'axe de propagation :

$$\vec{E} \perp \vec{Z}, \vec{H} \perp \vec{Z} \quad \text{Et} \quad E_z = 0, H_z = 0$$

- **Mode hybride :** dans ce cas, aucune composante n'est transverse, on aura le champ électrique et magnétique en toute direction avec :

$$E_z \neq 0 \quad \text{Et} \quad H_z \neq 0.$$

II.4 Caractéristiques du guide d'onde [10] :

Dans cette partie du travail, nous allons définir trois notions importantes à connaître du guide d'onde et la condition pour que l'onde EM puisse se propager correctement à l'intérieur de ce dernier sans pertes. Ces paramètres sont : la fréquence de coupure, le mode fondamental et l'atténuation.

II.4.1 La fréquence de coupure :

Chaque mode de propagation possède une fréquence à partir de laquelle l'onde EM peut se propager, cette fréquence est appelée fréquence de coupure f_c . Elle dépend de la géométrie du guide d'onde, et des propriétés physiques du diélectrique (ϵ, μ) avec :

- $f > f_c$: propagation
- $f < f_c$: pas de propagation

II.4.2 Mode fondamental :

Lorsqu'il y'a plus d'un mode de propagation dans un guide d'onde, l'information est partagée et distribuée entre les ondes de différentes fréquences, ce qui peut générer des pertes d'informations, c'est pour cette raison qu'il est important autant que possible d'avoir un seul mode de propagation dominant, c'est le mode fondamental. Le mode fondamental d'un guide d'onde est le mode qui représente la fréquence de coupure la plus basse.

II.4.3 Atténuation :

Bien que le conducteur et le diélectrique soient supposés parfaits, chaque guide d'onde possède des pertes, désignées par la constante d'atténuation notée α , liée aux deux milieux constituant le guide, tel que :

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d \quad (\text{II-1})$$

Avec :

- α_c l'atténuation issue du conducteur, liée à sa géométrie.
- α_d l'atténuation issue du diélectrique, qui diffère d'un diélectrique à un autre :
 - Pour une onde TEM : $\alpha_d = \frac{K \tan \delta}{2}$
 - Pour une onde TE ou TM : $\alpha_d = \frac{K^2 \tan \delta}{2\beta}$

Avec :

- β : constante de phase.
 - $\tan \delta$: les pertes tangentielles propres à chaque diélectrique.
 - $k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}$: est le nombre d'ondes sans pertes.
- Exprimé en Neper/m, avec : 1 Np=8.686 dB.

II.4.4 Condition de propagation de l'onde :

Pour que l'onde EM se propage sans pertes à l'intérieur du guide, il faut que la relation suivante soit satisfaite :

$$\frac{1}{\lambda_0^2} = \frac{1}{\lambda_c^2} + \frac{1}{\lambda_g^2} \quad (\text{II-2})$$

Tel que :

- λ_0 est la longueur d'onde qui dépend de la fréquence de la source.
- λ_c est la longueur d'onde de coupure.
- λ_g est la longueur d'onde guidée.

Remarque : on peut caractériser le guide d'onde par deux principales longueurs d'onde, λ_c et λ_g , cependant, il est important de savoir différencier entre elles, tel que :

- λ_c est la longueur d'onde provenant de la fréquence de coupure de chaque mode et qui dépend des dimensions du guide.
- λ_g est la périodicité que possèdent les modes de propagation, c'est-à-dire la longueur d'onde du guide.

II.5 Les différents types de guide d'ondes [11] :

IL existe plusieurs types de guide d'ondes classés selon leurs formes (rectangulaire ou circulaire), métallique ou diélectrique, ou bien selon leurs technologies de fabrication (volumique ou planaire). :

II.5.1 Les guides d'ondes métalliques :

Ce sont les tubes métalliques creux, considérés vides ou remplis d'air, constitués d'un seul conducteur fabriqué selon une technologie volumique. Ils peuvent être de section rectangulaire ou circulaire :

II.5.1.1 Le guide d'onde à section rectangulaire :

C'est une portion de l'espace de forme rectangulaire, constituée de quatre parois conductrices (d'un conducteur supposé parfait). Le guide d'onde à section rectangulaire est un guide simple et creux, contenant un seul conducteur et considéré vide ou rempli d'air, qui sert à guider l'onde électromagnétique dans le milieu diélectrique (air) par réflexion sur ses parois conductrice qui limitent cette portion de l'espace.

IL est utilisé pour transmettre de grandes puissances à des distances, dépassant les quelques décimètres pour des fréquences de quelques Hz à quelques centaines de GHz.

Il est dimensionné par deux grandeurs internes : la largeur a et l'épaisseur b tel que $a > b$ et z est considéré comme l'axe de propagation comme le montre la figure ci-dessous :

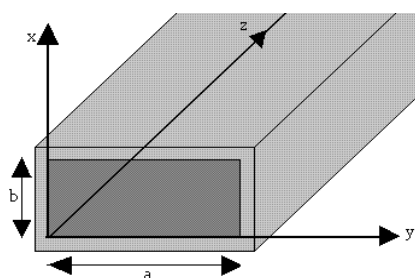


Figure II-1 : Guide d'onde de section rectangulaire.

II.5.1.2 Le guide d'onde à section circulaire :

Le guide d'onde circulaire est un tube cylindrique fabriqué à partir d'un conducteur supposé parfait, il est creux, c'est-à-dire qu'on peut le considérer vide ou rempli d'air.

Son fonctionnement est semblable à celui d'un guide d'onde rectangulaire, cependant malgré le fait qu'il transmet le signal avec de faibles atténuations, il est rarement utilisé en pratique car il est difficile de le concevoir de façon rigide à ce qu'il ne se déforme pas le long de sa transmission. Il a été utilisé en UHF (Ultra High Frequency) pour transmettre de grandes puissances en télévision et il a été considéré comme un standard pour le trafic téléphonique pour les grandes distances [11]. Il peut être représenté dans le système des coordonnées cylindriques (r, θ, z) ou polaires (r, θ) , toujours avec \vec{Z} comme axe de propagation :

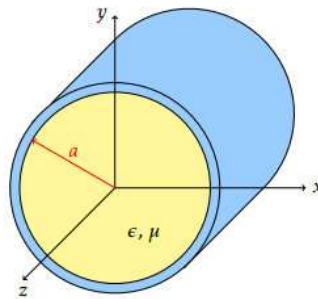


Figure II-2 : Guide d'onde à section circulaire.

II.5.2 Les guides d'ondes diélectriques :

Le guide d'onde diélectrique n'est autre que la fibre optique, constituée de deux milieux diélectriques (verre de silice ou plastique) d'indices de réfraction différents assurant le guidage de la lumière de manière confinée au centre. La fibre optique est un support de transmission de forme cylindrique. Le tube centrique est appelé cœur d'indice de réfraction n_1 entouré d'une gaine d'indice de réfraction n_2 , cette dernière est entourée par un revêtement de protection, tel que $n_2 < n_1$ est la condition de conception d'une fibre optique pour que l'onde électromagnétique puisse se propager en son centre.

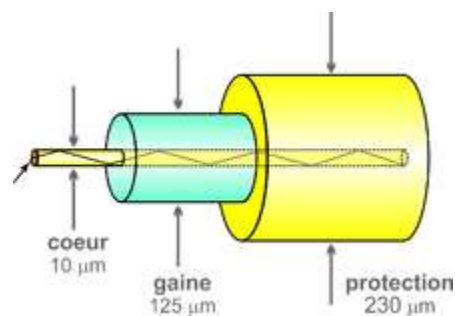


Figure II-3 : présentation graphique d'une fibre optique.

II.5.3 Les guides d'ondes planaires :

Les guides d'ondes planaires sont des lignes de transmission conçues à partir de la technologie planaire, qui leur offre l'avantage d'être peu encombrants avec un faible poids d'une part, et le privilège d'un faible coût d'une autre part. Ils sont constitués de plusieurs couches de milieux différents, c'est en général un substrat diélectrique qui se trouve au milieu de deux plaques conductrices. C'est souvent le mode de propagation TEM qui domine dans ce genre de guide. Cependant plusieurs conceptions sont possibles comme par exemple :

II.5.3.1 La ligne micro-ruban :

C'est la plus utilisée, il s'agit d'un substrat diélectrique sur le quel est imprimé un ruban conducteur d'une certaine largeur sur une face et un plan de masse métallique sur l'autre face.

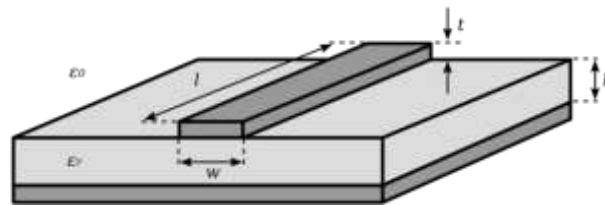


Figure II-4 : Présentation d'une ligne micro-ruban.

II.5.3.2 La ligne coplanaire :

Dans ce cas le substrat est métallisé sur une seule face uniquement, sur lequel est imprimé trois plaques métalliques séparées par deux fentes percées sur le métal. Avec ses deux modes de propagation fondamentaux TE et TEM qui se génère à partir des trois conducteurs en parallèle sur un boîtier diélectrique.

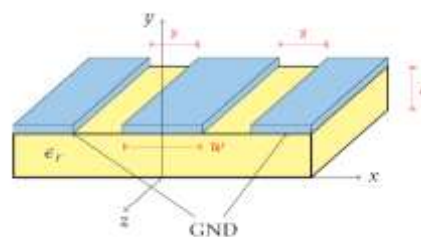


Figure II-5 : Présentation d'une ligne coplanaire.

II.5.3.3 La ligne tri-plaques :

Elle est constituée d'un substrat diélectrique métallisé sur les deux faces, par un plan de masse avec une plaque métallique noyée dans le substrat. Etant donné que nous avons

également trois conducteurs sur cette ligne de transmission, deux modes de propagation sont possibles, cependant il est facile de garder un seul mode dominant qui est le mode TEM et éliminer le mode parasite, quand les deux plans de masse sont mis au même potentiel. Le fait de noyer un conducteur dans le substrat permet de réduire les pertes par rayonnement.

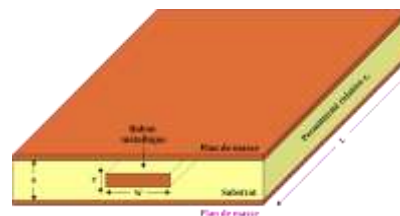


Figure II-6 : Présentation d'une ligne tri-plaques.

II.6 La théorie de propagation dans le guide d'onde rectangulaire [12] :

Comme nous l'avons précisé auparavant, notre étude va beaucoup plus se focaliser sur le guide d'onde rectangulaire. Il possède donc une section rectangulaire de dimensions a et b , a est la largeur sur l'axe x et b est la hauteur sur l'axe y , avec $a > b$ tout au long de cette étude, l'axe z toujours réservé pour la propagation de l'onde EM. Le conducteur est supposé parfait, le diélectrique (souvent air) est caractérisé par sa permittivité ϵ et sa perméabilité magnétique μ .

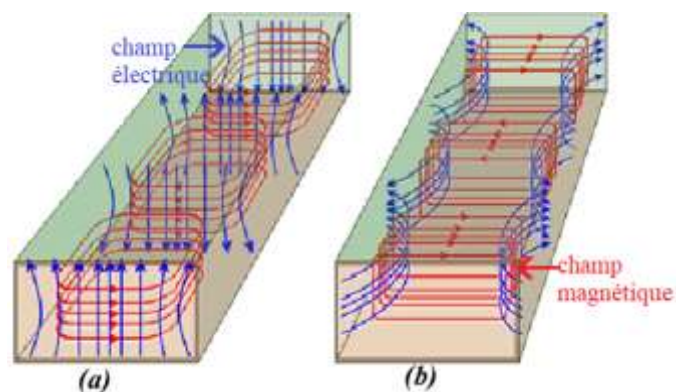


Figure II-7 : Représentation générale des modes de propagation TE (a) et TM (b).

II.6.1 Propagation des modes $TE_{m,n}$ et $TM_{m,n}$:

Puisque le guide d'onde rectangulaire est constitué d'un seul conducteur (pas de différence de potentiel), il est impossible d'avoir un mode TEM. Les modes pouvant exister dans un tel guide sont les modes TE, TM et le mode hybride :

II.6.1.1 Les modes $TE_{m,n}$:

Ce sont les modes transverses électriques dus au champ électrique E perpendiculaire à l'axe de propagation, avec m et n des entiers positifs désignant le nombre d'extrémums des champs EM dans les directions x et y respectivement. Obtenus par la réflexion des ondes électromagnétiques sur les parois conductrices du guide dans le milieu diélectrique (air). Les modes $TE_{0,n}$ sont obtenus par la réflexion verticale des ondes EM c'est-à-dire la réflexion sur les parois inférieures et supérieures du guide, tandis que les modes $TE_{m,0}$ sont obtenus par la réflexion horizontale des ondes sur les parois latérales du guide.

Les équations des champs E et H de ces modes sont les suivantes :

$$E_x(x, y) = H_0 \frac{j\omega\mu n\pi}{K_c^2 b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{II-3})$$

$$E_y(x, y) = H_0 \frac{j\omega\mu m\pi}{K_c^2 a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{II-4})$$

$$E_z(x, y) = 0 \quad (\text{II-5})$$

$$H_x(x, y) = H_0 \frac{Y m\pi}{K_c^2 a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{II-6})$$

$$H_y(x, y) = H_0 \frac{Y n\pi}{K_c^2 b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{II-7})$$

$$H_z(x, y) = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{II-8})$$

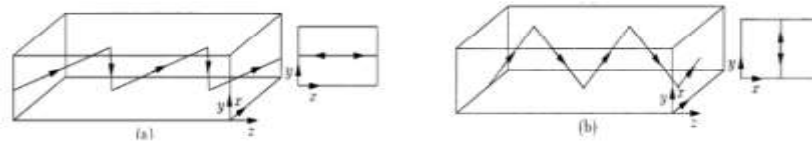


Figure II-8 : Propagation des modes $TE_{m,0}$ (a) $TE_{0,n}$ (b).

II.6.1.2 Les modes $TM_{m,n}$:

Le principe est le même qu'avec les modes $TE_{m,n}$, sauf qu'ici la composante transverse est le champ magnétique, c'est-à-dire que le champ H est perpendiculaire à l'axe de propagation et que $H_z = 0$, les expressions des champs E et H appartenant à ces modes $TM_{m,n}$ sont comme suit :

$$H_x(x, y) = E_0 \frac{j\omega}{K_c^2} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{II-9})$$

$$H_y(x, y) = -E_0 \frac{j\omega}{K_c^2} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{II-10})$$

$$H_z(x, y) = 0 \quad (\text{II-11})$$

$$E_x(x, y) = -E_0 \frac{\gamma}{K_c^2} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{II-12})$$

$$E_z(x, y) = E_0 \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{II-13})$$

$$K_c = \left(\frac{\omega}{v}\right)^2 + \gamma^2 \quad (\text{II-14})$$

Avec :

- $\mu = \mu_0 \mu_r$
- $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$
- ω : la pulsation : $\omega = 2\pi f$
- v : la vitesse de phase : $v = \frac{c}{\sqrt{\mu\varepsilon}}$
- γ : constante de propagation complexe : $\gamma = \alpha + j\beta$
 - α représente l'atténuation
 - β : la constante de propagation

$$\beta = \sqrt{K^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

- K : constante de propagation de l'onde dans le diélectrique à la vitesse de phase v : $K^2 = \omega^2 \varepsilon \mu$.

II.6.2 La fréquence de coupure :

La fréquence de coupure des modes TE et TM d'un guide d'onde à section rectangulaire dépend de ses dimensions a et b et des propriétés physiques du diélectrique, elle est exprimée comme suit :

$$f_{c_{m,n}} = \frac{1}{2\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{II-15})$$

II.6.3 Le mode fondamentale :

Puisque nous avons supposé au tout début de cette partie d'étude que $a > b$, le mode TE à la fréquence de coupure la plus basse et donc le mode dominant est le mode TE_{10} , sa fréquence de coupure devient alors :

$$f_{c_{1,0}} = \frac{c}{2a} \quad (\text{II-16})$$

Concernant les modes TM_{mn} où m et $n \neq 0$, le mode dominant est le mode TM_{11} car les modes TM_{00} , TM_{01} et TM_{10} ne peuvent pas exister.

- **Remarque :** si $a < b$ le mode TE dominant est le mode TE_{01} .

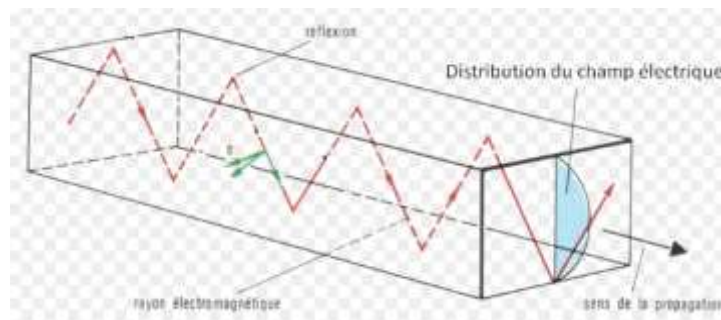


Figure II-9 : Propagation du mode fondamental TE_{10} .

II.6.4 Les longueurs d'ondes du guide rectangulaire :

La longueur d'onde issue de la fréquence de coupure dépendant des dimensions a et b du guide est définie par l'équation suivante :

$$\lambda_{c_{m,n}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2}} \quad (\text{II-17})$$

Et la longueur d'onde à l'intérieur du guide est définie par :

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} \quad (\text{II-18})$$

II.6.5 Dimensionnement [13] :

Pour avoir un guide d'onde rectangulaire monomode qui fonctionne sur un seul mode dominant (TE_{10} ou TE_{01} , selon le dimensionnement a et b), il faut que la fréquence f de l'onde à transporter soit supérieure à la fréquence de coupure de ce mode dominant ($f_{c_{10}}$ ou $f_{c_{01}}$), mais également inférieure aux fréquences de coupure des modes suivants.

Si on continue à supposer que $a > b$, on aura TE_{10} comme mode fondamental avec une fréquence de coupure $f_{c_{10}} = \frac{c}{2a}$ et donc :

$$f > f_{c_{10}} \quad (\text{II-19})$$

$$f > \frac{c}{2a} \quad (\text{II-20})$$

$$a > \frac{c}{2f} \quad (\text{II-21})$$

Si on prend respectivement TE_{01} et TE_{20} , comme modes suivant le mode dominant, avec $f_{c_{01}} = \frac{c}{2b}$ et $f_{c_{20}} = \frac{c}{a}$ qu'on obtient à partir de l'équation de $f_{c_{m,n}}$ il faut que :

$$f < f_{c_{01}} \quad (\text{II-22})$$

$$f < \frac{c}{2b} \quad (\text{II-23})$$

Et on aura donc :

$$b < \frac{c}{2f} \quad (\text{II-24})$$

Et :

$$f < f_{c_{20}} \quad (\text{II-25})$$

$$f < \frac{c}{a} \quad (\text{II-26})$$

Et donc :

$$a < \frac{c}{f} \quad (\text{II-27})$$

II.7 Avantages et inconvénients du guide d'onde [14] :**II.7.1 Ses Avantages :**

Le guide d'onde est utilisé dans le domaine micro-ondes pour les applications hyperfréquences (300MHz_300GHz) pour transmettre de grandes puissances, il présente plusieurs avantages par rapport aux autres supports de transmission éventuellement le câble coaxial, dont l'avantage principal est qu'il offre une transmission de signal avec un faible taux d'atténuation et donc une minimisation de pertes métalliques dues à ses grandes surfaces de métal (cuivre) d'une part, et d'autre part, une minimisation des pertes diélectriques surtout pour les guides d'onde creux remplis d'air, ou l'air présente une perte de puissance moins importante que les autres matériaux isolants.

II.7.2 Ses inconvénients :

Le principal inconvénient du guide d'onde demeure dans le fait qu'il impose une certaine fréquence de coupure à partir de laquelle le signal peut se propager, et comme cette fréquence de coupure dépend de la géométrie du guide et donc des grandeurs de ses dimensions, on déduit que plus la fréquence de travail augmente, plus la longueur d'onde traversant le guide diminue et pour éviter d'avoir des structures encombrantes, on remarque que le guide d'onde ne travaille qu'à des longueurs d'onde d'ordre millimétriques et centimétriques.

Pour réduire les pertes, les parois métalliques internes du guide d'onde sont parfois recouvertes de fines couche d'or ou d'argent, la raison pour laquelle le guide d'onde deviendra plus coûteux et moins utilisé.

II.8 Conclusion :

Ce chapitre nous a permis d'avoir une brève idée sur la théorie de conception des guides d'ondes, ainsi que sur ses caractéristiques de propagation. Il va nous servir pour la suite du travail qui consistera à nous initier à une nouvelle technologie de guide d'onde intégré au substrat (GIS), qui combine entre les deux technologies (planaire et volumique), et qui est l'élément fondamental de notre étude qu'on verra de manière exhaustive dans le chapitre suivant, et ce chapitre-ci va justement nous permettre de voir l'évolution des technologies de conception des guide d'ondes et la transition d'un guide d'onde classique à un guide d'onde intégré au substrat et ainsi déduire la différence entre les deux guide d'ondes

Chapitre III

La technologie

SIW (GIS)

III.1 Introduction :

La principale préoccupation des ingénieurs de télécommunication spécialisés dans ce domaine de radiocommunication, est d'améliorer les performances des composants radioélectriques qui constituent leurs systèmes tout en minimisant les coûts de fabrication, c'est alors ainsi qu'ils donnent naissance à de nouvelles technologies. Dans notre cas la technologie en question est la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) ou GIS (Guide d'onde Intégré au Substrat) qui est l'élément fondamental de notre étude, il s'agira d'une fusion entre une technologie volumique (guide d'onde rectangulaire creux) et une technologie planaire (substrat diélectrique métallisé sur ses faces supérieures et inférieures) pour bénéficier des avantages des deux technologies réunies. Dans ce chapitre, nous allons en premier lieu faire la connaissance de cette technologie en explorant ses règles de conception et ses modes de propagation, pour ensuite appliquer cette technologie sur une antenne planaire à fentes et indiquer sa théorie de conception et finir avec les avantages incontournables de cette technologie en dernier lieu.

III.2 Définition de la technologie SIW [15] :

La technologie SIW ou GIS est une technologie qui permet comme son nom l'indique d'intégrer un guide d'onde d'une technologie volumique dans un substrat diélectrique d'une technologie planaire. Comme le substrat diélectrique de la technologie planaire est métallisé par des plans de masse sur les parois inférieures et supérieures, pour en venir à un guide d'onde d'une technologie volumique classique, les parois latérales conductrices de ce dernier seront remplacées par des rangées de vias métalliques (tiges cylindriques métallisées), qui agiront comme des murs réflecteurs lors de la propagation de l'onde EM à l'intérieur de ce guide, et ainsi sera réalisée la technologie SIW qui réunit les avantages des deux technologies précédentes. Les dimensions des vias intégrés au substrat vont représenter des paramètres importants pour la conception d'une structure basée sur la technologie SIW.

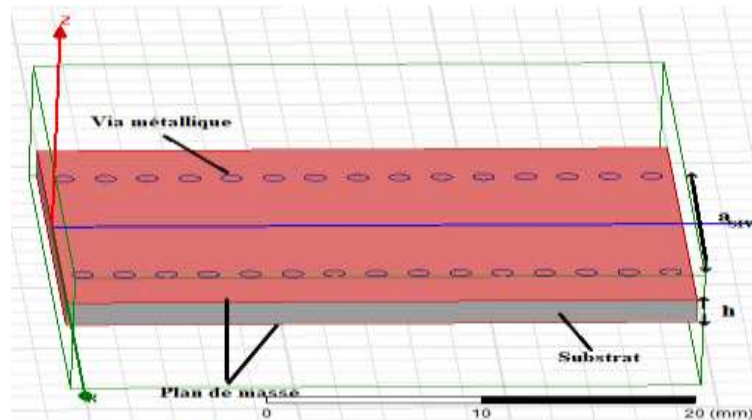


Figure III-1 : Guide d'onde SIW.

III.3 Les modes de propagation dans un guide SIW [15,16] :

Comme nous avons pu le voir dans le chapitre précédant, il existe deux types de modes de propagation dans un guide d'onde rectangulaire classique, à savoir TE_{mn} et TM_{mn} , en revanche dans un guide SIW, bien que les modes TE soient similaires aux modes TE d'un guide d'onde classique si on vient à négliger les pertes de rayonnement, les modes TM n'existent pas tout simplement parce que les modes de propagation transverse magnétique nécessitent des courants électriques surfaciques sur les murs latéraux du guide d'onde, des courants qui auront du mal à circuler en raison des espaces diélectriques entre les vias intégrés pour réaliser cette structure SIW.

Le mode fondamental d'un guide SIW correspond au mode fondamental d'un guide d'onde rectangulaire classique qui est TE_{10} , comme nous pouvons également constater que parmi les modes de propagations TE_{mn} , seuls les modes TE_{m0} peuvent se propager en raison de leur densité de courant électrique verticale sur les parois latérales du guide (aucune contrainte à circuler).

III.4 Les règles de conception d'une structure SIW [17,18] :

Il est évident que pour réaliser un guide d'onde SIW de telle sorte, qu'il fonctionne d'une manière similaire à un guide d'onde classique et en contrepartie bénéficier des avantages de la technologie SIW avec laquelle il est conçu, il faudrait respecter certaines règles de conception de telle manière que, les vias intégrés aient des dimensions bien particulières et que les rangées de vias soient placées d'une façon bien précise.

III.4.1 La géométrie d'une structure SIW :

En plus des dimensions des tiges cylindriques en métal, on aura une nouvelle largeur pour le guide SIW qui s'ajoutera, qui est la largeur entre les deux rangées de vias du centre au centre des cylindres métalliques, comme le montrera la figure (III.2) ci-dessous, et on aura donc les dimensions suivantes :

- d : diamètres d'un via.
- P : l'espacement entre deux vias du centre au centre (pitch).
- a_s , a_{SIW} ou a_{GIS} : la largeur entre deux rangées de vias du centre au centre.
- En plus du a_{RGW} qui est la largeur du guide d'onde rectangulaire équivalente, et h l'épaisseur du substrat.

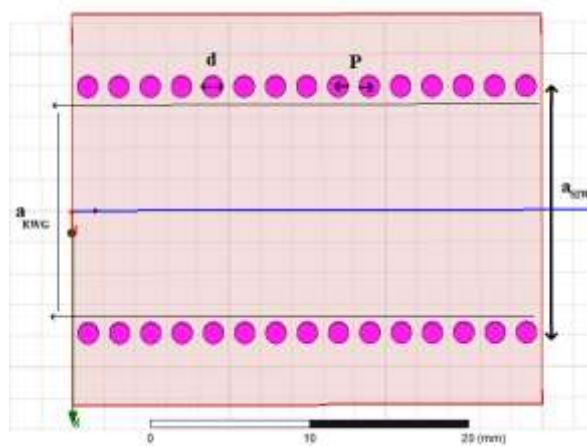


Figure III-2 : Géométrie d'une structure SIW.

III.4.2 Dimensionnement d'une structure SIW [16,17,18] :

Pour réaliser un guide d'onde intégré au substrat dont le principe, est de remplacer les parois latérales par deux rangées de vias, la première problématique qui puisse se poser est l'emplacement des vias, concernant l'espace entre ces cylindre métalliques p , il doit être minimale pour éviter les pertes de rayonnement entre les trous métalliques, mais au même temps suffisamment grand pour éviter le chevauchement des vias ,ces deux conditions sont traduites comme suit :

$$p > d \quad \text{(III-1)}$$

$$p < 2d \quad \text{(III-2)}$$

Le diamètre d représentant également un paramètre important, lié aux pertes par rayonnement, se doit de respecter la condition ci-dessous pour que ces dernières soient négligées :

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad \text{(III-3)}$$

Tel que λ_g est la longueur d'onde du guide, avec :

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \varepsilon_r}{C^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad \text{(III-4)}$$

Avec ε_r permittivité relative du diélectrique choisie pour le substrat.

Un autre paramètre également important est l'espace entre les deux rangées de vias noté par a_{SIW} qui est obtenu à partir de a_{RWG} qui est la largeur d'un guide rectangulaire rempli par un diélectrique de permittivité ϵ_r (au lieu d'être vide).

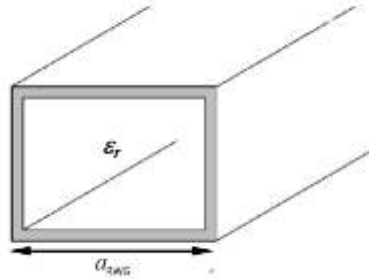


Figure III-3 : Guide d'onde rectangulaire rempli par un diélectrique.

Le guide d'onde rectangulaire rempli par un diélectrique de permittivité relative ϵ_r , partage les mêmes caractéristiques modales qu'un guide d'onde rectangulaire classique (creux), dont le mode fondamental TE_{10} s'approprie une fréquence de coupure $f_c = \frac{c}{2a}$.

La fréquence de coupure du mode fondamental du guide d'onde rectangulaire rempli d'un diélectrique sera :

$$f_c = \frac{c}{2a_{RWG}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III-5})$$

On aura donc :

$$\frac{c}{2a} = \frac{c}{2a_{RWG}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III-6})$$

Ce qui nous donne :

$$a_{RWG} = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III-7})$$

Et a_{SIW} la largeur du guide SIW sera déterminée par l'équation suivante :

$$a_{SIW} = a_{RWG} + \frac{d^2}{0.95p} \quad (\text{III-8})$$

III.5 Différence entre un guide rectangulaire classique RWG et un guide GIS :

Sur cette partie du travail, nous allons établir un tableau qui résumera la différence entre un guide intégré au substrat par la technologie des vias, et un guide d'onde rectangulaire classique d'une technologie volumique ainsi que les essentiels points similaires entre eux :

Guide RWG	Guide SIW
<ul style="list-style-type: none"> • Mode de propagation existant: TE_{mn} et TM_{mn} • Mode fondamental TE_{10} • Structure encombrante. • Coûteux. • Intégration impossible aux circuits passifs et actifs. 	<ul style="list-style-type: none"> • Mode de propagation : TE précisément TE_{m0} • Mode fondamental TE_{10} • Peu encombrant. • Faible coût. • Facilité d'intégration (circuits passifs et actifs).

Tableau III-1 : Comparaison entre les caractéristiques des guides RWG et SIW.

III.6 Théorie de conception d'une antenne planaire SIW à fentes [18,19,20] :

Pour sa facilité d'intégration, la technologie SIW a été appliquée sur plusieurs composants électroniques passifs et actifs, passifs comme par exemple les antennes et les filtres passifs et actifs comme par exemple les transistors et les amplificateurs.

Concernant ce travail notre choix s'est posé sur l'antenne planaire, connue pour ses bonnes performances en rayonnement et sa petite taille peu encombrante. La synthétisation de la technologie SIW sur cette antenne sera facile à mettre en œuvre, car étant déjà conçue selon une technologie planaire avec son substrat diélectrique métallisé par le plan de masse et l'élément rayonnant (Patch) sur les faces inférieures et supérieures respectivement, le travail d'application de cette technologie GIS se résumera en quelque sorte à transformer le substrat de cette antenne en guide d'onde en intégrant des rangées de vias sur les parois latérales du substrat. En revanche le problème qui se posera est l'alimentation et l'adaptation de cette structure SIW, sujet de notre étude sur cette partie-ci du travail.

III.6.1 L'alimentation :

Très utilisée et facile à mettre en œuvre sur une technologie planaire, la ligne micro-ruban est un choix judicieux pour alimenter une telle structure en raison de son faible rayonnement parasite et de sa bande passante plutôt satisfaisante. Le dimensionnement de cette ligne se fera selon des règles de conception de façon à ce qu'elle fonctionne avec une impédance caractéristique égale à 50Ω . On notera également que le mode de propagation le long de cette ligne est exclusivement le mode TEM.

III.6.2 L'adaptation :

Comme le guide d'onde SIW possède sa propre impédance, et fonctionne avec un mode fondamental TE_{10} , l'adaptation du mode fondamental du guide GIS et le mode TEM de la ligne micro-ruban, et ainsi l'adaptation de l'impédance du guide à celle de la ligne est un point important pour la conception de cette structure.

L'adaptation d'une antenne SIW reposera sur deux points importants : l'adaptation de l'alimentation au guide GIS et l'adaptation de l'antenne de façon à ce qu'elle raisonne sur la fréquence désirée.

III.6.2.1 L'adaptation du guide SIW à la ligne micro-ruban :

Pour lier le guide d'onde GIS à la ligne micro-ruban afin que le signal électrique puisse transiter de l'alimentation vers la structure SIW, un tronçon de ligne quart d'onde est inséré connu sous le nom d'une transition micro-ruban vers SIW (Microstrip-to-SIW), pour adapter en impédance le mode fondamental du guide GIS (TE_{10}) au mode TEM se propageant dans la ligne micro-ruban. Les dimensions de cette transition seront établies selon des règles de conception qui dépendent des propriétés physiques du diélectrique choisi pour la conception d'une telle structure, on aura donc pour cette structure SIW, comme le montre la figure ci-dessous les dimensions suivantes :

- W_1 : la largeur de la ligne micro-ruban alimentant la structure qui sera établie de façon à avoir une impédance caractéristique de 50Ω .
- L_1 : la longueur de la ligne micro-ruban.
- W_2 : la largeur de la transition.
- L_2 : la longueur de transition.

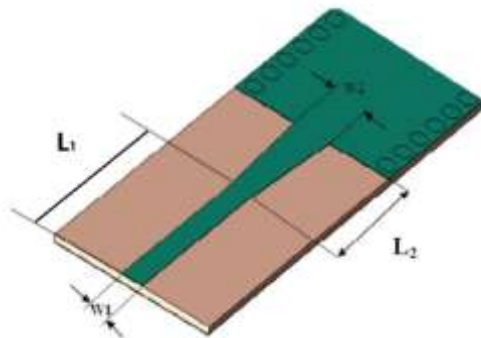


Figure III-4: Paramètres géométrique de la ligne micro-ruban et de sa transition.

III.6.2.2 Adaptation de l'antenne à la fréquence de résonance [18] :

Pour concevoir une antenne à fentes, on insèrera un réseau de fentes sur l'élément rayonnant de l'antenne (la paroi supérieure du guide SIW), de telle sorte que notre antenne fonctionne sur la bande passante micro-onde désirée, dont les dimensions seront importantes afin que l'antenne puisse raisonner sur la fréquence de coupure choisie.

Les fentes vont nous permettre d'adapter l'antenne à la fréquence de résonance. La longueur des fentes notée b peut être obtenue par l'équation suivante :

$$b = \frac{\lambda_0}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \quad (\text{III-9})$$

La dimension de la largeur de ces fentes notée c , est moins importante car elle n'affectera en aucun cas le fonctionnement de l'antenne sur la fréquence désirée (chose qu'on démontrera avec des simulations dans la partie pratique du travail) mais elle se doit quand même de respecter la règle suivante :

$$c < \frac{b}{2} \quad (\text{III-10})$$

L'écart longitudinal du centre au centre entre les fentes est représenté par $\frac{\lambda_g}{2}$, alors que l'écart entre le centre de la dernière fente et le mur des vias est représenté par $\frac{\lambda_g}{4}$.

La figure suivante va représenter les dimensions des fentes , et nous montrer leur positionnement :

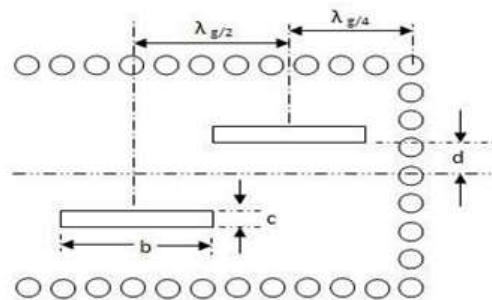


Figure III-5 : Dimensions des fentes et des écarts entre les fentes.

III.7 Avantages de la technologie SIW [16,18] :

La technologie SIW est une technologie hybride entre la technologie volumique et la technologie planaire qui réunit les avantages des deux technologies et vient régler les problèmes qui se posent dans chacune de ces technologies, pour une nouvelle technologie GIS très prometteuse niveau qualité prix.

Le tableau suivant résumera les caractéristiques des deux technologies (volumique et planaire) et nous permettra ainsi de déduire les avantages de la technologie SIW.

Technologie planaire	Technologie volumique
<ul style="list-style-type: none"> • Faible coût de fabrication. • Peu encombrante (petite taille). • Faible poids. • Performances électriques limitées. • Faible facteur de qualité. • Meilleure bande passante. • Facilité d'intégration. 	<ul style="list-style-type: none"> • Faible pertes d'atténuation. • Facteur de qualité élevé • Coûteuse. • Structure encombrante. • Bande passante étroite • Intégration impossible des circuits.

Tableau III-2 : Tableau comparatif des technologies planaire et volumique.

En combinant les avantages des deux technologies précédentes, on aura les avantages de la technologie SIW comme suit :

- Faible coût de fabrication.
- Petite taille et faible poids.
- Facilité d'intégration des circuits à ondes millimétriques.
- Possibilité d'intégration avec les circuits passifs comme avec les circuits actifs.
- Aucune perte de rayonnement et faible pertes de transmissions.
- Facilité de mise en œuvre.
- Facteur de qualité élevé (le rapport entre la fréquence centrale et la bande passante).
- Excellente application large bande.
- Très bonne dispersion.
- Isolement de la plus part des modes parasites, voir élimination complète.

III.8 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons fait la connaissance de la technologie SIW en explorant les principes théoriques de sa conception, et ses caractéristiques les plus importantes pour notre travail en mettant l'accent sur ses avantages très prometteurs. Ceci nous a permis de voir la différence entre un guide rectangulaire classique étudié en chapitre II et le guide SIW.

Nous avons également mis le point sur l'application de cette technologie sur une antenne à fentes, où nous avons donc abordé la théorie de conception de cette structure qui est la structure désignée pour la réalisation de ce mémoire. La suite de ce travail consistera donc à concevoir l'antenne SIW à fentes sur deux logiciels de simulation en raison de comparaison de façon à mettre en pratique les théories de conception indiquées sur ce chapitre.

Chapitre IV

Résultats

Et

Interprétations

IV.1 Introduction :

La conception des antennes de telle sorte qu'elles fonctionnent pour les applications en bande Ku (de 12 GHz à 18 GHz), est devenue le centre d'intérêt des ingénieurs de télécommunication, en raison des systèmes de communications futurs nécessitant une bande passante ultra-large, les différents systèmes qu'on pourrait trouver fonctionnant sur cette bande sont principalement les systèmes de communication par satellite et mobile, on trouve également les systèmes radars (radar météorologique, radar de détection incendie...), ces systèmes ont besoin d'antennes très directives avec une très large bande, ces antennes sont souvent développées grâce à de nouvelles technologie en l'occurrence la technologie SIW

L'antenne SIW à fentes est principalement utilisée dans les systèmes de communication sans fil à ondes millimétriques et les systèmes radars, pour ses caractéristiques avantageuses telles que, son faible poids et son faible cout.

Dans cette partie du travail nous allons concevoir une antenne SIW à deux fentes pour fonctionner dans les applications en bande Ku à la fréquence centrale 16 GHz. Nous utiliserons les logiciels HFSS et CST pour comparer les résultats, ensuite effectuer une étude paramétrique par rapport aux paramètres des fentes d'une part et aux paramètres de la structure SIW d'une autre part.

IV.2 Conception de l'antenne SIW à deux fentes :

L'antenne SIW est conçue pour résonner à la fréquence 16 GHz en bande Ku, comme tout projet, la conception de cette structure doit être codifiée dans un cahier de charge qu'on effectuera à partir de l'objectif qu'on s'est fixé au début, c'est-à-dire de telle sorte qu'elle puisse fonctionner à 16 GHz.

IV.2.1 Dimensions de la structure SIW :

La structure est réalisée sur un substrat diélectrique dont les paramètres physiques sont importants pour la suite des calculs, pour la fréquence mentionnée au-dessus on prendra :

- Le substrat en Rogers RO4232 (tm) avec $\epsilon_r=3.2$.
- La hauteur du substrat sera noté $h=0.782$.
- Diamètre des vias $d=0.6$ mm
- Le pas entre les vias du centre au centre $p=1$ mm
- La direction de propagation selon l'axe z.

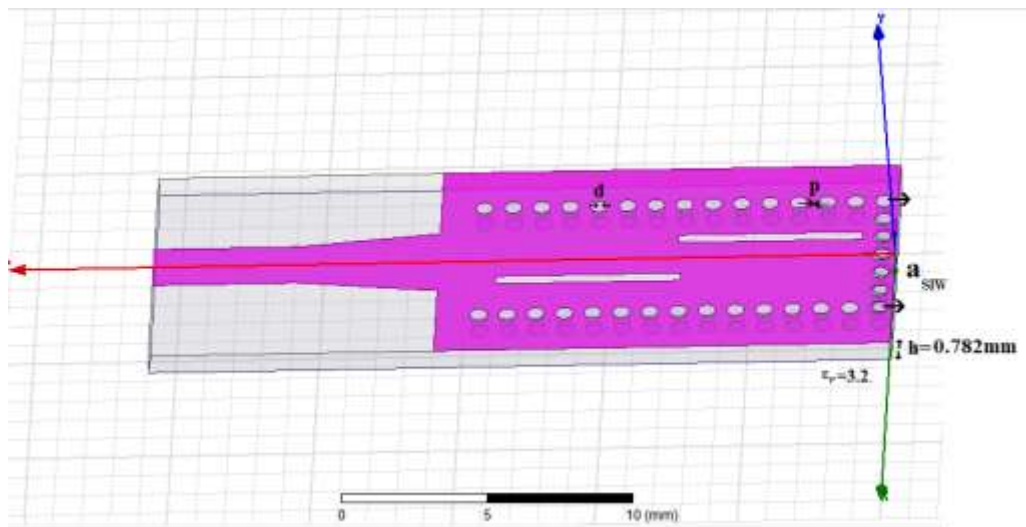


Figure IV-1 : Présentation de l'antenne sur le substrat avec HFSS.

Le reste des paramètres pourra être calculé grâce aux équations indiquées dans la partie théorique comme suit :

- La fréquence de coupure du mode fondamental d'une structure SIW est :

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (\text{IV-1})$$

On aura donc :

$$a = \frac{c}{2f_c} \quad (\text{IV-2})$$

AN :

$$a = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 16 \times 10^9} = 9.375 \text{mm} \quad (\text{IV-3})$$

- La largeur d'un guide d'onde rempli par un substrat est :

$$a_{RWG} = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{IV-4})$$

AN :

$$a_{RWG} = \frac{9.375}{\sqrt{3.2}} = 5.24 \text{mm} \quad (\text{IV-5})$$

- La largeur du guide SIW sera :

$$a_{SIW} = a_{RWG} + \frac{d^2}{0.95p} \quad (\text{IV-6})$$

AN :

$$5.62 \text{mm} = 5.24 + \frac{0.6^2}{0.95 \times 1} \quad (\text{IV-7})$$

La figure suivante nous montrera, les dimensions liées à la structure SIW :

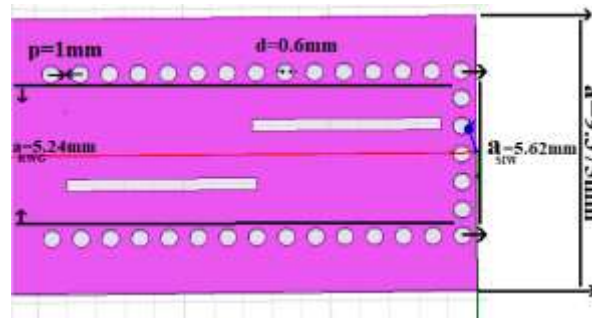


Figure IV-2 : Dimensions de la structure SIW.

IV.2.2 Dimensions de la ligne micro-ruban et de la transition micro-ruban :

Cette structure est alimentée à l'aide d'une ligne micro-ruban, l'impédance de cette dernière est adaptée à celle du guide SIW grâce à ce qu'on appelle une transition micro-ruban.

Leurs dimensions seront comme suit :

- $W_1=1.88\text{mm}$ est la largeur de la ligne micro-ruban.
- $L_1=5\text{mm}$ est la longueur de la ligne micro-ruban.
- $W_2=3\text{mm}$ est la largeur de la transition.
- $L_2=5\text{mm}$ est la longueur de la transition.

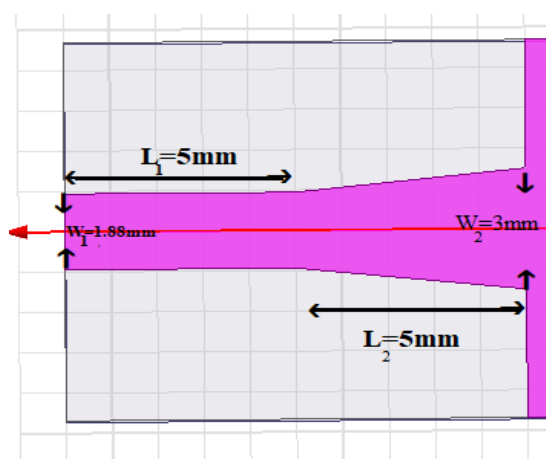


Figure IV-3 : Dimensions de la ligne et la transition micro-ruban.

IV.2.3 Dimensions des fentes :

La structure est une antenne à fentes dont les dimensions jouent un rôle assez important :

Nous aurons :

- $c = 0.4\text{mm}$ sera la largeur des fentes.
- b la longueur de la fente avec :

$$b = \frac{\lambda_c}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \quad (\text{IV-8})$$

$$\lambda_c = \frac{C}{f_c} = \frac{3 \times 10^8}{16 \times 10^9} = 18.75\text{mm} \quad (\text{IV-9})$$

AN :

$$b = \frac{18.75}{\sqrt{2(3.2 + 1)}} = 6.47\text{mm} \quad (\text{IV-10})$$

- λ_g la longueur d'onde guidée :

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{2\sqrt{\frac{\epsilon_r(2\pi f_c)^2}{C^2} - \left(\frac{\pi}{a/\sqrt{\epsilon_r}}\right)^2}} \quad (\text{IV-11})$$

AN :

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{2\sqrt{\frac{3.2(2\pi \times 16 \times 10^9)^2}{(3 \times 10^8)^2} - \left(\frac{\pi}{9.375/\sqrt{3.2}}\right)^2}} = 12.64\text{mm} \quad (\text{IV-12})$$

- La figure suivante représente les dimensions des fentes, ainsi que leurs emplacements sur la structure, elles sont espacées du centre au centre d'une distance de $\lambda_g/2$, l'espace verticale entre les deux fentes sera choisi en fonction du coefficient de réflexion S11 que l'on désire.

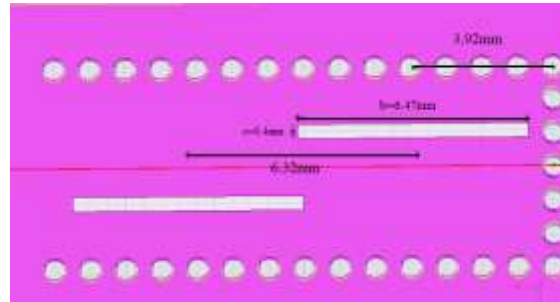


Figure IV-4 : Dimensions des fentes.

IV.3 Simulation de l'antenne SIW à deux fentes sur HFSS et CST :

Nous avons conçu l'antenne SIW à deux fentes sur HFSS, avec espacement entre les fentes de 2.6mm, avec waveport comme excitation de la source, pareillement sur CST avec cette fois-ci waveguide port, avant de lancer la simulation sur chacun des logiciels, comme le montre les deux figures suivantes :

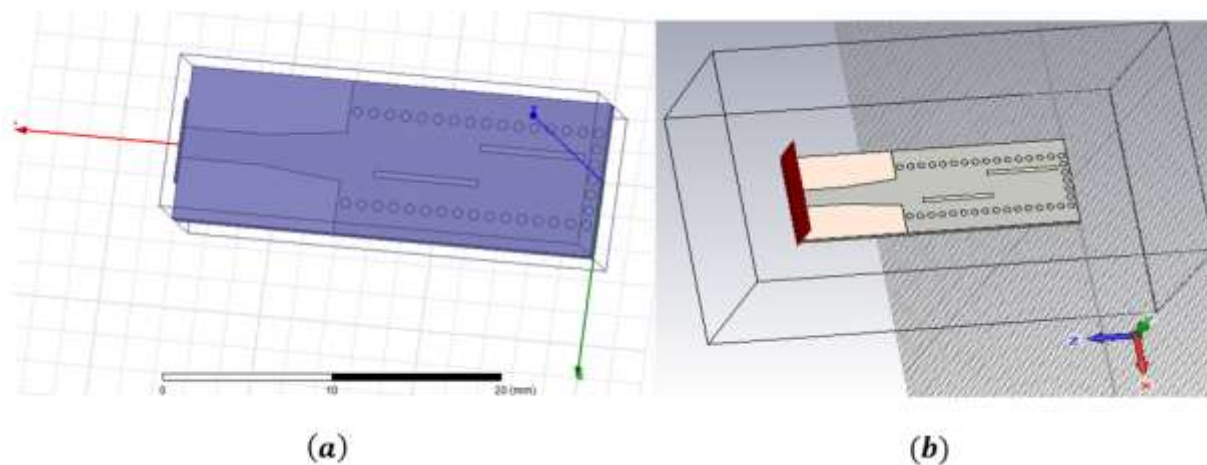


Figure IV-5 : Design de l'antenne SIW à deux fentes sur HFSS (a) et sur CST (b)

La liste des paramètres calculés selon la théorie de conception de ce genre de structure, est bien sûr la même sur les deux logiciels, la figure suivante va représenter cette liste sur chacun des logiciels :

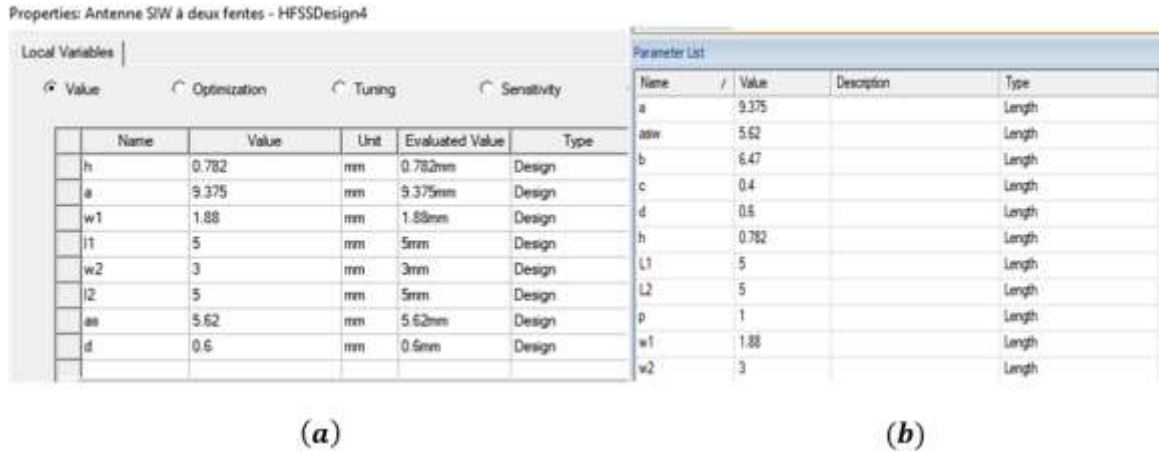


Figure IV-6 : Liste des paramètres sur HFSS (a) et sur CST (B).

IV.3.1 Résultats, interprétation et comparaison :

- Coefficient de réflexion S11 :

Les résultats des simulations ont été mis sur un même graphe grâce au logiciel Matlab. La figure suivante nous permet d’observer les résultats des deux logiciels et de les comparer :

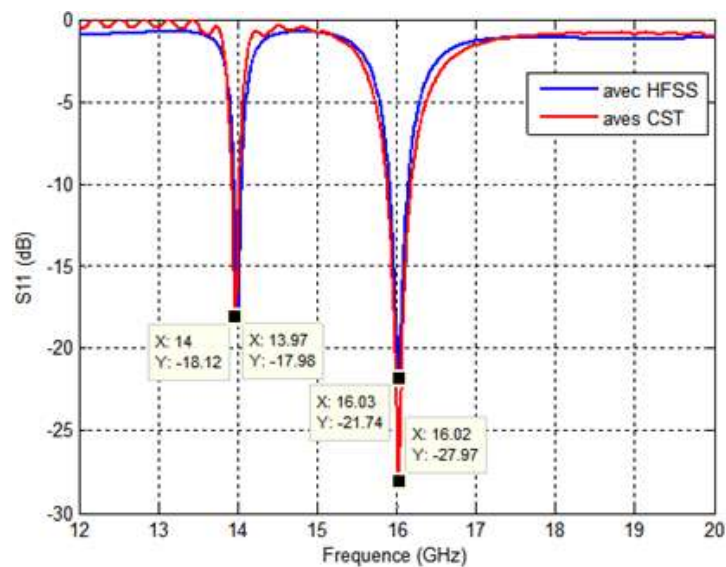


Figure IV-7 : Résultats du coefficient de réflexion (HFSS/CST)

En observant les résultats du coefficient de réflexion sur chacun des logiciels, on remarque l'apparition de deux fréquences de résonances et donc deux bandes passantes, la fréquence qui nous intéresse davantage est celle aux alentours de 16 GHz, les résultats sur HFSS et CST sont plutôt proches au niveau des fréquences, (le pic de 16 GHz est plus profond sur CST que sur HFSS). Les valeurs des résultats sont résumées sur le tableau suivant :

	Résultats	HFSS	CST
Fréquence1	Fréquence (GHz)	14 GHz	13.97 GHz
	S11 (dB)	-18.12 dB	-17.98 dB
	BP (MHz)	410 MHz	389 MHz
Fréquence2	Fréquence	16.03 GHz	16.02 GHz
	S11	-21.74 dB	-27.97 dB
	BP	230 MHz	322 MHz

Tableau IV-1 : Comparaison des résultats du S11 de l'antenne SIW à 2 fentes sur HFSS et CST.

L'antenne SIW est adaptée à la fréquence de 16.03 GHz pour HFSS, et à 16.02 GHz pour CST.

- **Gain réalisé (Realized Gain) :**

La figure suivante représente les résultats du gain réel en 3D, sur chacun des logiciels.

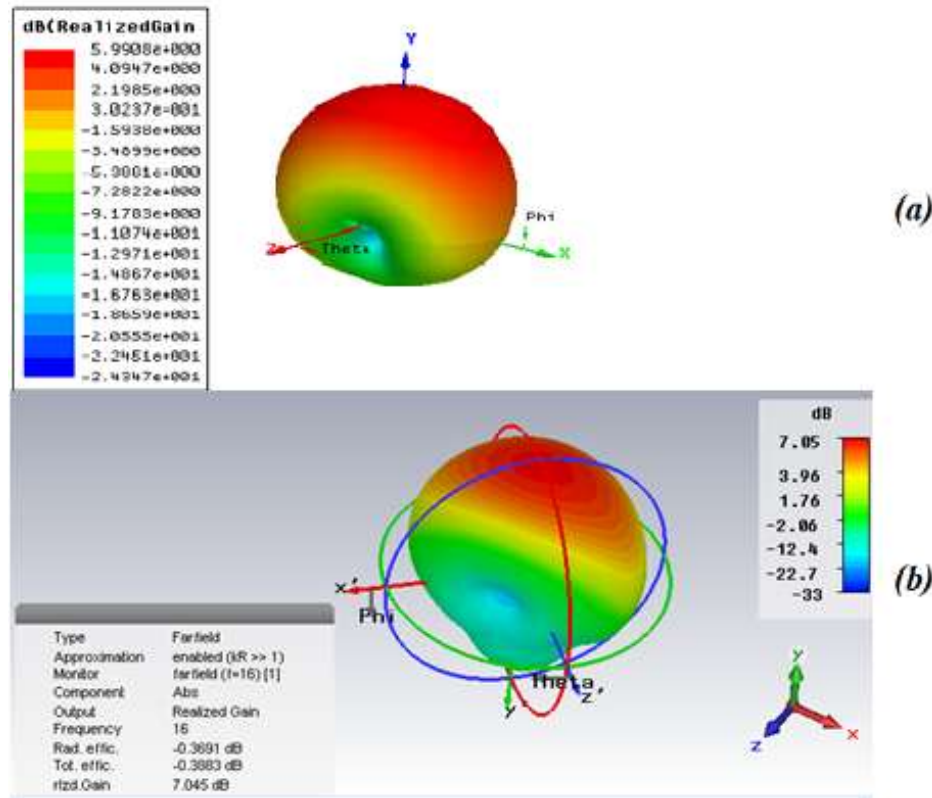


Figure IV-8 : Résultats du gain réel en 3D sur HFSS (a) et sur CST (b).

	HFSS	CST
Realized Gain	5.99 dB	7.05 dB

Tableau IV-2 : comparaison de la valeur du gain réel trouvée sur HFSS et CST.

La valeur du gain réalisé de cette structure, sur CST est supérieure à celle du HFSS de 1.06 dB, avec un taux d'efficacité de -0.38 dB observé sur CST (efficace de 91.62%). On remarque également que le rayonnement de cette antenne est principalement sur l'axe y (sa partie positive) avec un angle d'ouverture de 71.8° observé sur CST.

Ce que nous pouvons dire à propos de cette antenne SIW à deux fentes, selon ces résultats est que : cette structure est une antenne à double bande, adaptée aux alentours de 16 GHz avec un gain satisfaisant et une certaine directivité, et une efficacité de 91.62 % , pouvant fonctionner sur une application en bande Ku.

IV.4 L'étude paramétrique de l'antenne SIW à deux fentes :

Nous allons à présent passer à une étude paramétrique de cette structure en deux parties, une étude selon les paramètres des fentes (la longueur b , la largeur c) et une étude selon les paramètres de la technologie SIW (diamètre des vias d , le pas entre les vias p). Cette étude se fera à l'aide des deux logiciels HFSS et CST.

IV.4.1 L'effet des paramètres des fentes sur le coefficient de réflexion :

Nous allons, sur cette partie du travail étudier l'effet des paramètres des fentes sur le coefficient de réflexion, soit la longueur b et la largeur c , en leurs donnant de différentes valeurs inférieures et supérieures aux valeurs initiales du travail (tout en respectant les conditions limites de cette structure) Les simulations se font à l'aide des deux logiciels (HFSS et CST). Uniquement les résultats obtenus sur le logiciel HFSS seront représentés.

IV.4.1.1 L'effet de la longueur des fentes (b) :

Nous allons donner des valeurs inférieures et supérieures à la valeur donnée initialement de la longueur de la fente notée b ($b = 6.47 \text{ mm}$), par exemple les valeurs allant de $b = 1.47 \text{ mm}$ jusqu'au $b = 7.47 \text{ mm}$ avec un pas de 1mm, et ensuite lancer les simulations sur chacun des logiciels.

La figure suivante représentera les résultats obtenus par le logiciel HFSS :

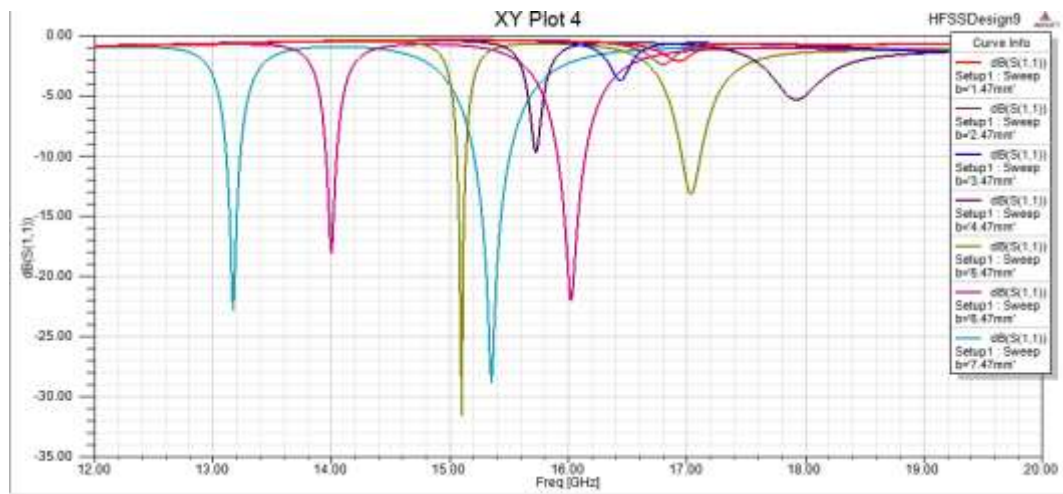


Figure IV-9 : L'effet des différentes valeurs de b sur le coefficient de réflexion avec HFSS.

Nous remarquons que la longueur des fentes a un effet considérable sur le coefficient de réflexion, sur son amplitude d'une part et sur la fréquence de résonance d'une autre part. Les valeurs de b inférieures à 5.47 mm ont donné des coefficients de réflexion d'antennes qui ne sont pas adaptées, c'est justement à partir de cette valeur que l'antenne commence à s'adapter.

Le coefficient de réflexion d'une antenne adaptée se trouve aux valeurs de $b=5.47\text{mm}$ et 7.47mm au niveau des amplitudes du S_{11} , mais pas à la fréquence désirée, et ceci a été observé sur les deux logiciels HFSS et CST. Ce qui prouve la relation (0-1), à partir de laquelle est calculée la longueur de la fente b , qui est en rapport avec la longueur d'onde de coupure et donc la fréquence de coupure.

IV.4.1.2 L'effet de la largeur des fentes (c) :

Nous allons reproduire le même travail, sauf que cette fois-ci, c'est avec le paramètre c , qui est la largeur des fentes, en lui donnant des valeurs allant de $c = 0.1\text{mm}$ jusqu'à $c = 0.7\text{mm}$ avec un pas de 0.1 mm sachant que la valeur du travail est $c = 0.4\text{mm}$.

Les résultats de simulation concernant le coefficient de réflexion sur le logiciel HFSS sont représentés sur la figure ci-dessous :

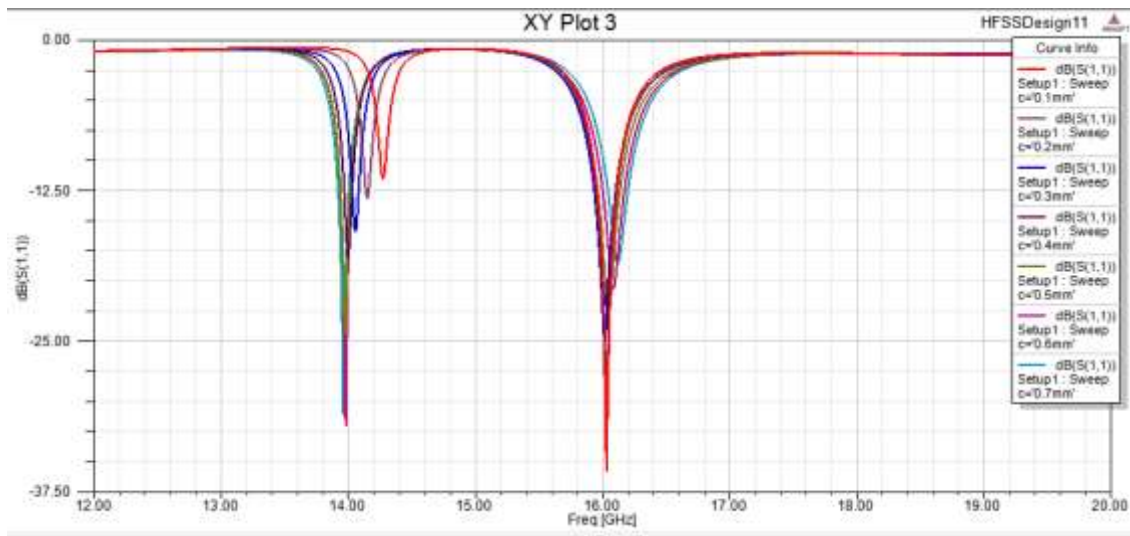


Figure IV-10 : L'effet des différentes valeurs de c sur le coefficient de réflexion sur HFSS.

L'effet de la largeur des fentes est beaucoup moins important que la longueur, car nous observons que le coefficient de réflexions est toujours adapté à deux fréquences aux alentours de 14 GHz et 16 GHz, sur la fréquence principale (16 GHz) c'est au niveau de l'amplitude que le changement a lieu, alors que pour le premier pic, il y'a un changement un peu plus prononcé, avec un décalage vers la droite sur l'axe des fréquences aux valeurs de c inférieures à 0.4. Quand c augmente l'amplitude diminue au niveau de ce pic et la fréquence se décale vers la gauche. Comme l'objectif de notre travail est d'adapter cette structure sur 16 GHz, et que les différentes valeurs de c au niveau de cette fréquence n'ont pas grand effet sur le coefficient de réflexion, nous pouvons considérer que la largeur des fentes est sans effet considérable sur cette structure.

IV.4.2 L'effet des paramètres de la structure SIW :

Nous allons à présent effectuer une étude paramétrique sur cette antenne SIW à deux fentes selon les paramètres de conception de la technologie SIW, c'est-à-dire le diamètre des vias d et l'espace entre ces vias qui est le pas du centre au centre des vias p , pour observer leurs effets sur le coefficient de réflexion.

IV.4.2.1 L'effet du diamètre des vias (d) :

Nous allons attribuer différentes valeurs au diamètre des vias de l'antenne SIW à deux fentes, de $d = 0.1\text{mm}$ jusqu'au $d = 0.8\text{mm}$ et ensuite lancer les simulations sur les deux logiciels pour observer l'effet de ce paramètre sur le coefficient de réflexion, les résultats obtenus sur HFSS sont représentés sur la figure suivante :

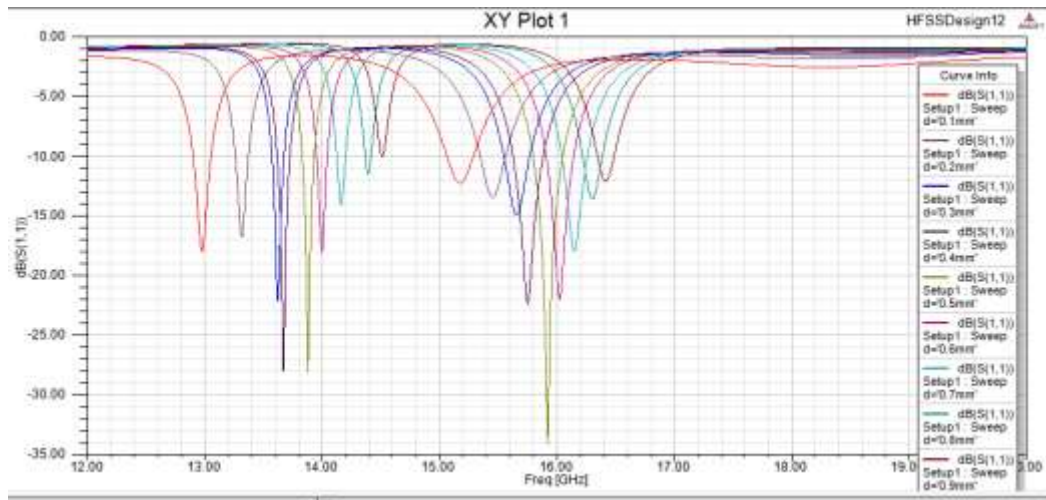


Figure IV-11 : L'effet des différentes valeurs de d sur le coefficient de réflexion sur HFSS.

Le diamètre des vias a un effet considérable sur le coefficient de réflexion de la structure étudiée, et ceci est visible sur les deux logiciels, surtout au niveau de la fréquence désirée avoir. Nous remarquons que les seules valeurs pour lesquelles l'antenne est adaptée sont : $d=0.5\text{mm}$ et $d=0.7\text{mm}$, la valeur de 0.5 est rejetée vu la condition notée en (III-2), qui dit que p qui est de 1mm doit être inférieur à $2d$, la valeur de 0.7mm est acceptable. En revanche la valeur utilisée dans le travail reste la meilleure au niveau de l'amplitude et de la fréquence ($d=0.6\text{mm}$).

IV.4.2.2 L'effet du pas entre les vias (p) :

On passera maintenant à l'espace entre les vias du centre au centre (pitch), qu'on fera varier de la valeur $p = 0.7mm$ jusqu'au $p = 1mm$, qui est la valeur utilisée sur le travail, (nous nous arrêtons à 1mm car au-delà de cette valeur, on aura des vias décalés sur le substrat), avec un pas de 0.1mm. Les simulations sur le logiciel HFSS nous donne les résultats représentés sur le même graphe, comme le montre la figure suivante :

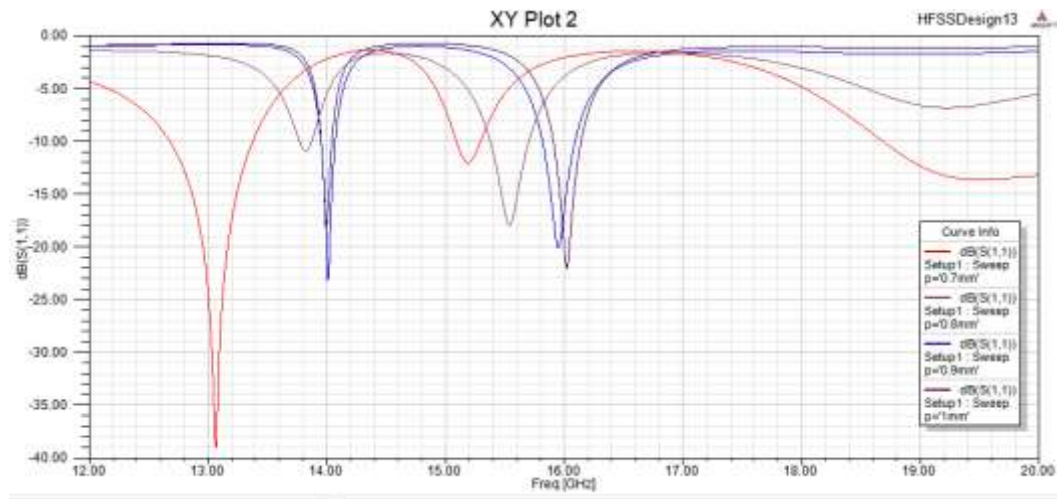


Figure IV-12: L'effet des différentes valeurs du p sur le coefficient de réflexion sur HFSS.

Le pas entre les vias est également un paramètre possédant un effet considérable sur le fonctionnement de l'antenne SIW, comme l'ont montré les résultats sur les deux logiciels HFSS et CST. L'antenne n'est pas adaptée aux valeurs différentes de la valeur utilisée dans ce travail (à $c=0.9mm$ l'amplitude du S11 à la fréquence 14 GHz est mieux adaptée à celle du 16 GHz).

Conclusion :

Sur ce chapitre nous avons mis en pratique toutes les notions de base et la théorie de conception d'une antenne planaire SIW à fentes grâce à deux logiciels de simulation 3D (HFSS et CST), ce qui nous a permis de nous familiariser avec ces deux outils de simulation de haute performance.

L'étude paramétrique effectuée sur cette structure nous a permis de prendre conscience sur l'importance du choix des paramètres de conception de la technologie SIW, mais également des paramètres des fentes insérées en elle. Nous avons également conclu lors de la conception de cette antenne que la distance transverse entre les fentes était un paramètre assez important pour l'adaptation de ce genre de structure.

Le travail sur deux logiciels nous offre l'avantage de crédibiliser nos résultats car malgré que les deux outils soient des simulateurs conforme à ce genre de structure étudiée, leurs méthodes de calculs est différentes, la raison pour laquelle les résultats sont légèrement différents.

Conclusion

Générale

Conclusion générale

Le travail effectué sur ce manuscrit est porté sur l'étude et la conception des antennes dans le domaine des hyperfréquences, il s'intéresse cependant à une nouvelle technologie appelée guide d'onde intégré au substrat, une technologie qui ne cesse d'émerger dans le domaine radioélectrique pour ses nombreux avantages conciliants entre haute performance et qualité-prix.

Aujourd'hui l'objectif crucial des ingénieurs en télécommunication est d'optimiser les performances des composants constituant un système de communication tout en minimisant les coûts de fabrication, chose que cette technologie SIW promet de procurer aux composants électroniques, même ceux destinés à travailler dans les bandes de fréquences les plus élevées. Peu encombrante et de faible poids, cette technologie a été appliquée sur de différents composants actifs (transistors, amplificateurs...) et notamment passifs (antennes, filtres..) en raison de sa facilité d'intégration. Sur ce présent mémoire le choix a été porté sur une antenne planaire, un choix plutôt judicieux compte tenu de sa facilité à la mettre en œuvre.

Le travail élaboré sur ce projet est la conception d'une antenne SIW à fentes pour fonctionner en bande Ku à la fréquence de 16 GHz, un domaine fréquentiel qui ne cesse de susciter la curiosité des ingénieurs, cette problématique a été sélectionnée car elle révèle un souci majeur dans le domaine de la télécommunication moderne. Une étude paramétrique est réalisée sur cette structure selon les paramètres des fentes d'une part et les paramètres de la technologie SIW d'une autre part.

Les travaux menés dans le cadre de ce projet, sont centrés sur des simulations élaborées sur deux logiciels 3D, HFSS (High Frequency Structure Simulator) et CST (Computer Simulation Technology), le travail avec ces deux logiciels nous a permis de nous familiariser avec ces deux outils de simulation d'une part et de comparer ces résultats et ainsi les crédibiliser d'une autre part.

Ce travail nous a permis d'approfondir nos connaissances sur la théorie de conception des antennes, et de découvrir une nouvelle technologie très prometteuse pour son faible coût et ses performances assez satisfaisantes. Nous retenons de ce dernier, l'importance des tâches

effectuées derrière le travail d'ingénieurs pour une transmission d'informations correctes, et aux dépens des coûts de fabrications, pour une antenne fonctionnant d'une manière optimale.

Les perspectives de ce travail sont nombreuses et diverses, notamment du fait de la technologie planaire, qui ne cesse de croître les systèmes radioélectriques d'une part et de la technologie SIW qui n'arrête pas de jaillir le domaine des hyperfréquences d'une autre part. La plus intéressante est d'essayer de créer d'autres fréquences de résonances avec l'ajout des fentes, et ainsi rendre l'antenne multi-bande, et ceci en ajustant l'espace verticale entre ces fentes, l'évolution de ce travail peut également se faire selon les différentes manières d'alimentation et d'adaptation de cette antenne, concernant l'étude paramétrique, nous pouvons étudier l'effet de la hauteur du substrat, l'effet du nombre des vias, ou carrément changer de substrat, et pourquoi pas, faire résonner cette antenne sur une autre fréquence en changeant ses dimensions.

Bibliographie

[1] : Maurice Bellanger, 26/06/2009, *Les antennes théorie-conception-et-application-préface*, Paris.

[2] : Zaoui Bachir, 02/06/2015, *Modélisation d'une antenne micro ruban compacte*, (Mémoire de Master académique, Université Echahid Hamma Lakhdar – El-oued)

[3] : Abderrahmane Agouzoul, Aout 2013, *Conception et réalisation d'une antenne à résonateur diélectrique à 60 GHz*, (Mémoire de Maitrise en ingénierie, Université du Québec E-Témiscamingu).

[4] : https://www.funmooc.fr/c4x/MinesTelecom/04009/asset/MOOC_fiche_antenne_v4.pdf , Anne Claire LEPAGE, *Caractéristiques des antennes*, Enseignant -Chercheur à Télécom Paris Tech.

[5] : Guillaume VILLEMAUD, *Cours d'antenne*, 5^{ème} année du département génie électrique.

[6] : CHORFI Hamid, Mai 2012, *Conception d'un nouveau système d'antenne réseau conforme aux ondes millimétrique*, (Mémoire de Maitrise en ingénierie, Université de Québec).

[7] : Vaudon Patrick, *Les antennes cornets*, (Mémoire de maîtrise en télécommunication, Master recherche, IRCOM-Université de Limoges).

[8] : Khelladi Abdellatif, 2009, *Contribution à l'étude des caractéristiques de rayonnement et performance d'antennes diélectriques micro ruban à ondes de fuite non uniforme*, (Mémoire de Magister, Université Abou Belkaid de Tlemcen).

[9] : Christian Wolff, *les principes du radar*,
<http://www.radartutorial.eu/03.linetheory/tl10.fr.html>.

[10] : Gabriel Cormier, Ph.D, ing, 2010, *Guides d'ondes*, (cours, GELE5223 Chapitre 2, Université de Moncton).

[11] : RABAH Mohammed Amine, Février 2017, *Contribution à la Conception et à la Réalisation des Composants Micro-ondes Compacts en Technologie Guides d'Ondes Intégrés aux Substrats : Modélisation par la Méthode des Eléments Finis 2D*, (Thèse de doctorat, Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen – Faculté de Technologie).

[12] : Camilla Kärnfelt, Janvier 2016, *Solutions d'intégration en boîtier de puces MMIC via la technologie LTCC*, (Thèse de doctorat, Université de Bretagne, département micro-ondes).

[13] : Isabelle Chênerie, IUP STRI,

<http://csmaniac.free.fr/STRI/cours/L2/Guide%20d'ondes/guides%20d'ondes%20rectangulaire.s.pdf>.

[14] : DJEBBARI Amina, BARKAT Djanet, Mai 2016, *Conception des coupleurs en anneau de type rat-race $0^\circ, 180^\circ$ miniaturisé demi-modes en technologie SIW opérant en bande C et S pour les applications spatiales*, (Mémoire de Master, Université de Tlemcen Faculté de technologie département de télécommunication).

[15] : Jonathan Garreau Décembre 2012, *Étude de filtres hyperfréquence SIW et hybride-planaire SIW en technologie LTCC*, (Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale).

[16] : NOURI Keltouma, Décembre 2008, *Conception, réalisation et caractérisation de filtres et de duplexeurs en technologies guides d'ondes et SIW application aux systèmes de communications*, (Thèse de doctorat, Université de Tlemcen Faculté des sciences de l'ingénieur, Département de Télécommunication).

[17] : Keltouma Nouri, Tayeb Habib Chawki Bouazza, Boubakar Seddik Bouazza, Mehdi Damou, KadaBecharef, and Salima Seghier, Juillet 2016, *Design of Substrate Integrated*

Waveguide Multi-band Slots Array Antennas, (Article, International Journal of Information and Electronics Engineering, Vol. 6, No.4).

[18] : Sourav Moitra, Asish Kumar Mukhopadhyay & Anup Kumar Bhattacharjee, 2013, Ku-Band Substrate Integrated Waveguide (SIW) Slot Array Antenna for Next Generation Networks, (Article, Global Journal of Computer Science and Technology Network, Web & Security).

[19] : Dominic Deslandes and Ke Wu, Fellow, IEEE, Février 2001, Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form, (Article, IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 11, NO. 2).

[20] : Li Yan, Wei Hong, Member, IEEE, Guang Hua, Jixin Chen, Ke Wu, Fellow, IEEE, and Tie Jun Cui, Senior Member, IEEE, 09 Septembre 2004, Simulation and Experiment on SIW Slot Array Antennas, (Article, IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 14, NO. 9).

